CHRISTIAN GELLERT

aprenda TV-Transistor en 15 días

Casi leyendo de corrido Ud. llegará a dominar la teoría y la práctica del TELEVISOR TRANSISTORIZADO

EDITORIAL NEO TECNICA

CASA MARIO S.A.
LIBRERIA PAPELERIA
J. B. ALBERDI 6694
T.E. 687-3320
687-4364-3131

APRENDA TV-TRANSISTOR EN 15 DIAS

CHRISTIAN GELLERT
con la dirección técnica del
Ing. FRANCISCO L. SINGER

APRENDA
TV-TRANSISTOR
EN 15 DIAS

(TEORIA Y PRACTICA DEL TELEVISOR TRANSISTORIZADO)

TERCERA EDICION

EDITORIAL NEO TECNICA

ARENALES 1258 BUENOS AIRES

Primera edición: 1978
Segunda edición: 1982

ISBN - 950 - 0119 - 02 - 0

Queda hecho el depósito que marca la Ley Nº 11.723
Copyright © by FRANCISCO L. SINGER

IMPRESO EN LA ARGENTINA PRINTED IN ARGENTINA

Día 1

La electrónica abarca una cantidad de ramas, cada una de las cuales se ha desarrollado aceleradamente y ocupa un lugar destacado en el mundo moderno. La televisión es una de esas ramas y la difusión que alcanzó no necesita ser mencionada. En nuestro medio tiene casi tres décadas y en otros países algo más y ya tenemos emisiones que cubren el mundo entero para receptores de color, con programas muchas veces captados por pequeñas cámaras portátiles. El transistor es también un elemento importante en la electrónica y reemplazó a las válvulas en los receptores de radio, pero tardó algunos años en hacer lo mismo con los televisores. La razón de tal demora fue que la industria ocupó ese tiempo en perfeccionar al transistor para hacerlo apto para las complejas funciones y extremas exigencias que debía cumplir. Todavía son mayoría en el mundo los televisores a válvulas pero con el correr del tiempo irán desapareciendo, porque el consumo de cada uno de ellos es seis veces mayor que los que tienen transistores.

Así llegó el momento de incorporar a esta colección un tomo que trate sobre los televisores transistorizados, pero no podemos tratar en un mismo libro la teoría de la televisión, la de los transistores y explicar además los circuitos de TV que funcionan con transistores, si no queremos hacer un tomo con muchos cientos de páginas. Nos ocuparemos del tercer tema solamente, pués la mayoría de los lectores ya conoce las teorías de la televisión y de los transistores o puede leerla anticipadamente en los numerosos libros que hay en plaza, entre ellos los dos tomos de esta colección que se mencionan en la contratapa del presente libro. Con tal aclaración, abordemos la primera jornada de labor.

FUNCIONES DE LOS TRANSISTORES EN TV

Si hacemos una ligera comparación entre un receptor de radio y uno de TV encontraremos como enorme diferencia que en el primero hay varios transistores, no menos de cinco o seis, pero casi todos cumplen funciones amplificadoras y uno sólo de ellos realiza funciones algo más complejas en el oscilador local. En un televisor hay diversas secciones, como son los amplificadores de R.F. y de F.I., los generadores de barrido y la sincronización de los mismos, la sección de audio con su discriminador, el generador de A.T. para el tubo de imagen, los controles automáticos de ganancia y de frecuencia, los supresores de ruidos y algunos otros circuitos con funciones especiales que veremos oportunamente. Es lógico pensar que para estudiar un televisor a transistores hay que conocer bien el funcionamiento de estos componentes, su variedad constructiva y las funciones que pueden cumplir.

Las razones expuestas obligan a hacer una revisión de las distintas funciones que puede cumplir un transistor en un circuito y, aunque parecen más simples, los diodos sólidos que no hemos mencionado antes pero que encontramos en importante cantidad en cualquier televisor. Asimismo, se necesita identificar a cada tipo de transistor con la función a cumplir, pues no puede usarse en un circuito de potencia un simple transistor amplificador de bajas corrientes ni en un oscilador de frecuencias del orden de cientos de Megahertz un transistor destinado a circuitos de audio. Oportunamente se mencionarán estas características y las limitaciones que tiene cada uno.

Y para completar el panorama que se abre ante nosotros digamos que en los televisores a válvulas se encuentran muchos circuitos, pero las diferencias entre ellos no son tan importantes como las que aparecen en los circuitos de TV a transistores

entre los que no encontramos dos iguales. Esta circunstancia obliga a agruparlos por la similitud de las soluciones circuitales y no por el trazado mismo de esos circuitos.

El transistor amplificando

Tal como ocurría cuando se estudiaba el funcionamiento de las válvulas, se considera como la más simple a la función *amplificadora* en los transistores. Claro está que dentro de la misma hay muchas variantes casi todas encuadradas por las magnitudes en juego. El amplificador a transistor más simple es el que muestra la figura 1 que es un preamplificador de audio: analicemos este circuito para recordar el funcionamiento del transistor y puntualizar cuestiones muy importantes.

Sabemos que hay dos clases de transistores según la disposición interna de las substancias semiconductoras que lo integran: el PNP y el NPN. Esas substancias pueden ser el germanio y el silicio; el agregado al germanio de pequeñas porciones de arsénico le dan posibilidad de tener cargas negativas libres y entonces tenemos un semiconductor negativo. Si agregamos indio lo que se consigue es un excedente de cargas positivas y esto le da tal nombre al semiconductor. Si apilamos dos trozos de germanio negativo intercalando uno de positivo tenemos el transistor NPN y si los trozos externos son de germanio positivo y el central es negativo, tenemos el transistor PNP. Similares consideraciones pueden hacerse con el semiconductor silicio. En los símbolos de los transistores se representa al transistor colocando una flecha en la rayita que representa el emisor, entrante para el transistor positivo o PNP y saliente para el negativo o NPN. El de la figura 1 es por consiguiente un tipo PNP.

Continuemos repasando la teoría del transistor. El PNP debe llevar polaridad positiva en el emisor, justamente representado por la rayita con la flecha; luego la batería debe conectarse con su polo positivo hacia ese emisor y en la figura 1 eso se logra conectando a masa el positivo de la batería y el emisor, este último a través del resistor R_3. El colector, representado por la rayita sin flecha, lleva polaridad negativa, lo que se consigue conectándolo al polo negativo de la batería a través del resistor R_3. La base, representada por la raya más gruesa, en los transistores PNP lleva también polaridad negativa, pues la misma coincide siempre con la polaridad del colector. Entonces el resistor R_1 de base va al polo negativo, pero como la tensión de base es menor que la de colector se usa casi siempre un divisor de tensión, agregando el resistor R. De este modo la serie formada por R y R_1 queda derivada sobre el total de la batería y a la base le toca una parte de la tensión total, parte que se conoce perfectamente consultando las características de cada transistor que suministra la fábrica.

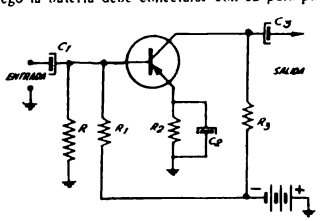


Fig. 1. – Esquema básico de un amplificador de tensión a transistor. Se emplea un tipo PNP.

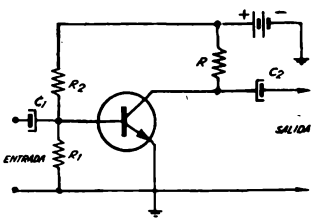


Fig. 2. – Esquema básico de un amplificador que emplea un transistor tipo NPN.

El transistor es un elemento que trabaja con corrientes distintas en sus electrodos. La corriente de base desarrolla una tensión a través de R_1 y la de colector la desarrolla a través de R_3. Como la segunda corriente es mayor que la primera obtenemos el efecto amplificador al tener mayor tensión en el resistor de salida que en el de entrada. El resto del circuito lo forman los capacitores con funciones bien conocidas: el C_1 aisla la polaridad y valor de la tensión en la etapa previa de distintos valores que hay en la base del transistor que tenemos en la figura. El C_3 tiene idénticas funciones y corresponde a la etapa siguiente. El C_2 anula en forma apreciable la caída de tensión que se produce para la señal alterna en el resistor R_3 de emisor, cosa que ocasionaría una pérdida de amplificación de la etapa. Como el circuito de la figura 1 se supone que es para audio, los capacitores son electrolíticos.

Pasemos ahora a la figura 2 que nos muestra una etapa amplificadora similar a la anterior, solo que

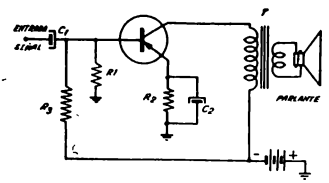


Fig. 3. – Amplificador de potencia que emplea un transistor trabajando en clase A.

aquí vemos un transistor NPN. En efecto, el emisor tiene la flechita hacia afuera y entonces este electrodo debe llevar polaridad negativa: se lo conecta a masa y el polo negativo de la batería también. El colector, rayita sin la flecha, lleva polaridad positiva y entonces el resistor de carga *R* se conecta a dicho polo de la batería. La base se polariza mediante un divisor de tensión que se forma con los resistores R_1 y R_2 derivados sobre los extremos de la batería y con valores adecuados para que la tensión de base sea la indicada por la fábrica. El resto del circuito no presenta variantes respecto del anterior y ambos circuitos suelen llamarse amplificadores de tensión a pesar de que el transistor es un amplificador de corriente; ocurre que con la inserción de los resistores en los circuitos de base y de colector se obtienen tensiones entre extremos de los mismos al paso de las corrientes de esos dos electrodos.

Amplificación de potencia

De la función amplificadora descripta antes derivan casi todas las otras funciones que cumplen los transistores. Si para una etapa amplificadora utilizamos un transistor capaz de manejar una fuerte corriente de colector y aplicamos esa corriente a un elemento reproductor electroacústico, se producirá la transformación consiguiente de energía y el parlante producirá sonido en el aire.

Tomemos un circuito clásico como ejemplo: el de la etapa de salida de un receptor de radio, tal como se lo ve en la figura 3. El transistor PNP empleado desarrolla una fuerte corriente de colector, a la cual se la hace pasar por el primario del transformador *T*. Como el transistor amplifica la señal alterna aplicada a la base se producen variaciones en la amplitud de la corriente de colector, que no será continua pura sino que tendrá alteraciones que siguen permanentemente a la amplitud de esa señal alterna o sea la señal de audio. Tales variaciones inducen una tensión en el secundario del transformador, la que se aplica a la bobina móvil del parlante y el cono del mismo vibra produciendo la onda sonora.

Veamos los valores en juego; la etapa amplificadora mostrada trabaja en clase *A*, así llamada porque se reproduce el ciclo completo de la señal de audio en la variaciones de la corriente de colector. Esta clase de amplificación da bajo rendimiento, el que es del orden del 30%. Entonces, si la tensión de la batería es de 9 Volts y la corriente normal de colector es de 0,6 Amper, el producto nos da la potencia absorbida por la etapa: 9 x 0,6 = 5,4 Watts. Si sacamos el 30% de esa cifra nos queda: 5,4 x 0,3 = 1,62 Watts. Quiere decir que esta etapa entregará al paralnte una potencia máxima de 1,6 Watts aproximadamente.

Para obtener potencias mayores se usan disposiciones de mejor rendimiento, una de las cuales se ve en la figura 4 que muestra un montaje en clase *B* con simetría complementaria. En la misma cada transistor trabaja con medio ciclo de la señal y se usa un transistor PNP y otro NPN, de modo que aplicando señal a la entrada, los dos transistores trabajan a destiempo por su diferente polaridad, amplificando cada uno medio ciclo de la señal de audio y entregando el parlante el ciclo completo a la salida. Obsérvese que si bien este montaje se puede realizar con un transformador de salida como el de la figura 3, la tendencia actual es suprimir ese elemento y el acople se hace directo a través de un capacitor.

Debido al mayor rendimiento de la clase *B*, se obtiene mayor potencia con el mismo consumo. Es común utilizar tensiones de 12 Volts en etapas de salida de este tipo usadas en televisores, y suponiendo una corriente de consumo igual a la

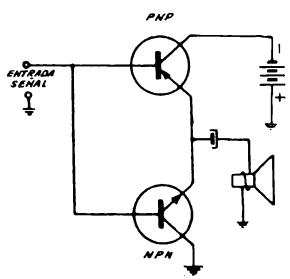


Fig. 4. – Amplificador de potencia con transistores trabajando en clase C con simetría complementaria.

anterior tenemos una potencia absorbida de 12 X X 0,6 = 7,2 Watts. Si aplicamos el factor rendimiento tenemos: 7,2 X 0,6 = 4,32 Watts potencia más que suficiente para un televisor.

Los circuitos de amplificación de potencia para audio son muy variados, según veremos, pero también se usan etapas de potencia en otras secciones del televisor. Tal es el caso del amplificador de la señal de video y los amplificadores de los circuitos de deflexión o barrido. Sus configuraciones son bastante diferentes a las mostradas en las figuras 3 y 4 y las veremos al ocuparnos de esas secciones en particular, aunque se mantienen los principios ya comentados.

Amplificación de R.F.

Las señales de televisión irradiadas al espacio tienen portadoras con frecuencias desde medio hasta dos centenares de Megahertz, para los canales llamados de V.H.F. (very high frecuency) o sea muy altas frecuencias que son los comunes que van del 2 al 13. Existen también emisiones de U.H.F. (ultra high frecuency) que corresponden a los canales de ultrafrecuencias y que tienen portadores de centenares de MHz. Para trabajar en tales frecuencias debieron diseñarse transistores especiales y este es uno de los detalles que demoró la transistorización de los televisores. Como en TV se usan los receptores superheterodinos, inmediatamente de captada la señal de muy alta frecuencia se rebaja la misma hasta cifras menores y así obtenemos dos señales: una que corresponde a la señal de video y otra a la de sonido, ambas extraídas de la modulación de la portadora captada. En los primeros televisores la F.I. de video tenía frecuencias comprendidas entre 20 y 30 MHz pero actualmente se usan cifras dobles a las mencionadas. La F.I. de audio es de 4,5 MHz. Los transistores para trabajar con estas frecuencias no son tan especiales y existen desde hace ya varios años.

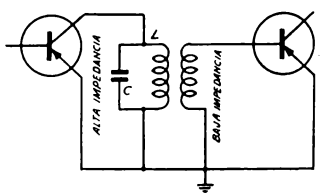


Fig. 5. – Amplificador de R.F. con acoplamiento a la etapa siguiente mediante bobina de baja impedancia.

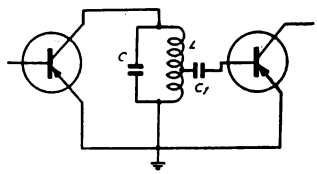


Fig. 6. – Amplificador de R.F. con acoplamiento tomando una derivación de la bobina de alta impedancia.

Un problema muy importante en la amplificación de R.F. con transistores es el de las impedancias en juego. El transistor es básicamente un elemento de bajas impedancias internas debido a su construcción, al revés de lo que ocurría con las válvulas. Pero ocurre que para amplificar señales se debe obtener ganancia pero sin perder la selectividad, es decir la aptitud para amplificar solamente la señal de la frecuencia elegida y no otras de frecuencias próximas. Se impone entonces el uso de circuitos sintonizados, especialmente los de sintonía en paralelo, los que se caracterizan por tener muy alta impedancia en resonancia. Entonces, debe acoplarse un circuito de alta impedancia a un transistor que presenta baja impedancia interna y eso se traduce en una enorme pérdida de la ganancia.

Así las cosas podemos comenzar a ver los circuitos empleados y la manera como se soluciona el problema planteado. La figura 5 nos muestra un transistor amplificando señales de R.F. El circuito sintonizado de acoplamiento tiene un primario formado por la bobina *L* y el capacitor *C*, con resonancia en paralelo por lo que resulta de alta impedancia. Acoplado este conjunto al colector del transistor, el problema no es muy grande porque la impedancia interna de ese lado del transistor no es tan baja como la del lado de base, que corresponde a la etapa siguiente, o sea al segundo transistor. Allí debemos tener un circuito de baja impedancia y en este caso se lo logró evitando sintonizar la bobina secundaria.

Otra solución se muestra en la figura 6, donde en lugar de colocar una bobina secundaria se acopla la base del segundo transistor a un punto de baja impedancia de la bobina *L* a través del capacitor C_1. El primer transistor amplifica la señal cuya frecuencia coincide con la de resonancia de *L* con *C* y el segundo transistor toma esa señal amplificada a través de C_1.

Una tercer variante se muestra en la figura 7, donde el conjunto resonante está formado por la

bobina L y los capacitores en serie C_1 y C_2. En estos casos el ajuste de resonancia suele hacerse mediante un núcleo deslizable en la bobina. Haciendo C_2 mucho mayor que C_1, la impedancia entre sus terminales será baja y allí puede acoplarse la base del segundo transistor sin inconvenientes. En los circuitos que analicemos más adelante veremos cual de las variantes mencionadas se aplicó, pues ello es optativo para la fábrica.

Los tres amplificadores de R.F. mostrados no contienen los elementos de polarización de los electrodos de los transistores, para no complicar las figuras. Tales elementos son similares a los que se colocaban en los amplificadores vistos anteriormente y sus valores típicos se verán en los circuitos reales de televisores que mostraremos más adelante.

Y para terminar con las explicaciones referentes a amplificadores, conviene hacer una interesante aclaración: estudiando la teoría de los transistores

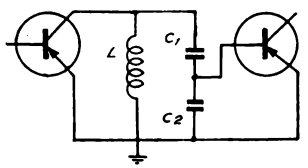


Fig. 7. – Acoplamiento entre etapas del amplificador de R.F. mediante un divisor capacitivo.

se conoce que en los montajes amplificadores hay tres variantes llamadas amplificadores de *emisor común o a masa*, de *base común o a masa* y de *colector común o a masa*. Ello se explica diciendo que la entrada de señal ocupa un electrodo y la salida otro; el tercer electrodo queda libre y recibe el nombre de común o a masa antes dado. Por ejemplo, todos los amplificadores que vimos en las figuras 1 a 7 eran de emisor común por tener la entrada de señal en base y la salida en colector.

La figura 8 nos muestra el montaje con base común o a masa, en el cual la entrada de señal se hace por emisor y la salida por colector. Las polarizaciones de los electrodos cumplen con las condiciones conocidas, pues tratándose en este caso de transistor PNP el emisor va positivo y la base y colector negativos. En el caso de la base esta polaridad no se ve tan clara pero el resistor R_2 está para eso: al paso de la corriente de base se produce en R_2 una caída de tensión que hace menor la tensión en su extremo superior, o sea menos positiva que en el extremo inferior; luego, el extremo superior se considera negativo con respecto al extremo inferior. Desde el punto de vista funcional, en este montaje las señales de entrada y salida tienen la misma fase, porque a aumentos de valor instantáneo en emisor corresponden aumentos simultáneos de valores instantáneos en colector. En el montaje con emisor a masa las señales de entrada y salida tienen fase invertidas.

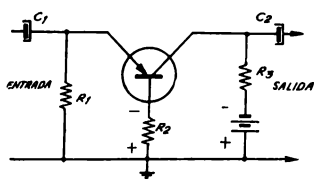


Fig. 8. – Amplificador de tensión en montaje de base común. Nótese la diferencia con el de la figura 1 que corresponde al montaje de emisor común.

Finalmente veamos en la figura 9 el montaje con colector común o a masa. Aquí la entrada de señal se produce en la base y la salida se toma del circuito de emisor. Las polarizaciones cumplen las normas ya dadas como se puede observar en la figura, que tiene un transistor PNP. Este circuito no suministra amplificación y parecería inútil, pero si se observa que las señales de entrada y de salida aparecen como estando en serie, se produce algo así como una inversión entre el colector y la base, lo que eleva la impedancia interna de ésta.

O sea que este montaje tiene la propiedad de elevar la impedancia de base y reducir la impedancia de colector. Sus aplicaciones están restringidas a los casos en que tal propiedad sea indispensable.

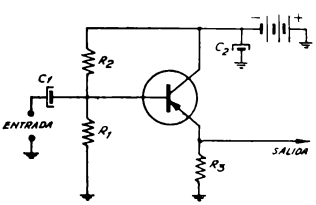


Fig. 9. – Amplificador a transistor en montaje de colector común.

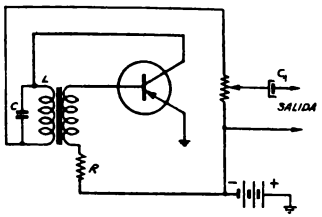


Fig. 10. – Oscilador de baja frecuencia a transistor en montaje autoexcitado o tipo Meissner.

Osciladores

Otras de las funciones importantes del transistor en TV es la de formar parte de circuitos osciladores. Conviene aclarar que un oscilador es un montaje generador de señales alternas, cuya frecuencia depende de las magnitudes de los elementos que contiene. O sea que si acoplamos entre sí una inductancia y una capacidad, tal como sería la bobina L y el capacitor C de la figura 10, ellos resuenan a un cierto valor de frecuencia, precisamente a la llamada frecuencia de resonancia del conjunto. Desde el punto de vista eléctrico puro, el capacitor se carga con la fuente y se descarga sobre la bobina, la cual por efecto electromagnético genera una tensión, la que carga al capacitor y éste vuelve a descargarse sobre la bobina y así siguiendo. Parecería que ya tenemos un oscilador, pero ocurre que la circulación de corriente por los conductores produce calentamiento y la pequeña energía disponible se amortigua rápidamente y la oscilación desaparece. Para mantener tales oscilaciones aplicamos el conjunto resonante a un transistor, amplificamos levemente la energía oscilante y la reinyectamos a la entrada, con lo cual se compensa la amortiguación.

Entonces vemos que el circuito contiene una segunda bobina que tomando energía por vía electromagnética desde L la aplica a la base del transistor; éste, por su efecto amplificador, la entrega con mayor magnitud al circuito de colector y de allí la aplicamos a la entrada o sea a L. R está para polarizar la base y C_1 sirve para aislar la tensión continua de la etapa siguiente. El potenciómetro permite tomar parte o toda la tensión oscilante o sea que actúa en forma similar al control de volumen en los receptores de radio. Como este circuito lo suponemos para baja frecuencia, como sería el caso de un oscilador para barrido vertical en el televisor, el par de bobinas lleva un núcleo de hierro, el capacitor C de resonancia tiene un valor más bien alto y el de salida C_1 es electrolítico.

Si se tratara de un circuito oscilador para frecuencias altas, como serían las del barrido horizontal por ejemplo, el circuito toma el aspecto que muestra la figura 11. Como vemos es muy similar al anterior.

Bien, los osciladores de realimentación por acoplamiento inductivo directo se llaman tipo Meissner o autoexcitados. Ahora veremos una variante muy usada en TV que se denomina Colpitts, cuyo circuito muestra la figura 12. En primer lugar observamos que la tensión para amplificar con el transistor se toma del punto central de una serie de dos capacitores C, de tal manera que dosificando sus valores se puede tomar fácilmente una fracción conocida de la tensión total presente en la bobina L. La reinyección se hace desde el colector hacia la bobina y de allí mismo se toma la señal de salida, intercalando el clásico capacitor de aislación.

Pero hay otra variante en la configuración del circuito que ofrecemos para que se note la diferencia: el transistor tiene montaje de base común, pues la señal entra por el emisor y sale por el colector.

Los circuitos vistos en las figuras 10 y 11 eran de emisor común.

Multivibradores

Puede obtenerse oscilación sin recurrir a circuitos sintonizados, acoplando dos etapas amplificadoras e inyectando a la entrada de la primera parte de la salida de la segunda. Como la señal producida no tiene una frecuencia dada por un conjunto resonante, se obtiene una señal compuesta de innumerables armónicas y eso le da el nombre de multivibrador que tiene el dispositivo. Para fijar

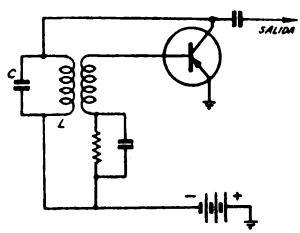


Fig. 11. – Oscilador de alta frecuencia a transistor en montaje Meissner

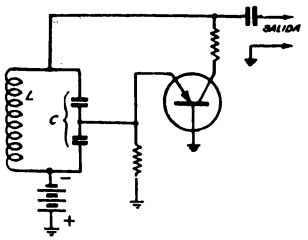


Fig. 12. – Oscilador a transistor en montaje tipo Colpitts.

una frecuencia que predomine sobre las otras hay que inyectar un impulso de control en la entrada del primer transistor, cosa que se hace en los generadores de barrido de los televisores.

Como ejemplo típico de un multivibrador aplicable en TV mostramos el circuito de la figura 13. Para evitar la reinyección de señal se recurre a un simple expediente: se usa un resistor común para los dos emisores con lo que la señal presente en uno de ellos resulta automáticamente aplicada al otro y ello produce la realimentación requerida. Los dos transistores son del tipo NPN y el montaje es de emisor común tal como en la mayoría de los amplificadores. Los valores están dados para los transistores 201 de la Texas que es la diseñadora de este circuito.

Bloqueo y saturación

En los circuitos transistorizados comunes de receptores y amplificadores los valores de los componentes se dimensionan adecuadamente para obtener funcionamiento normal y estable, dentro de las características de trabajo de cada transistor. Pero en los televisores se recurre con frecuencia a montajes que aparentan anormalidad pero que permiten lograr efectos necesarios que tendremos oportunidad de estudiar en el resto del libro.

Veamos la base de tales situaciones tomando un circuito cualquiera de los vistos, por ejemplo el que tenemos en la figura 1. El emisor se polariza con potencial positivo mientras que la base y el colector llevan polaridad negativa, según corresponde a un transistor PNP. Si por cualquier medio damos al emisor polaridad negativa, si su valor es menor que la tensión negativa de base, subsiste el funcionamiento o sea que se mantiene la conducción de corriente emisor-colector. Pero en cuanto la polaridad negativa del emisor supera a la de base, ocurre que la base se hace positiva respecto del emisor y cesa la conducción de corriente: se dice que el transistor queda *bloqueado.*

El bloqueo también puede producirse si damos a la base polaridad contraria a la que le corresponde. En el caso del transistor PNP si polarizamos la base positivamente pero con valor menor que la tensión positiva de emisor, el funcionamiento continúa, pero si la base se hace más positiva que el emisor al transistor se bloquea.

En transistores NPN, caso de la figura 2, el emisor tiene polaridad negativa. El bloqueo se produce si la aplicamos una polaridad positiva que en cifras supere a la positiva de base, pues en ese caso la base quedaría negativa respecto al emisor. O sea que si en cualquiera de los tipos de transistores se altera la polaridad normal de la base, sea la directamente aplicada o sea la que resulta al referirla a la polaridad del emisor, el transistor se bloquea. Esta situación no debe considerarse anormal, ya que muchas veces se la busca intencionalmente, como veremos más adelante.

Otro estado especial del transistor es el de *saturación*. La corriente a través del mismo, sea en el sentido colector-emisor (NPN) o emisor-colector (PNP) puede fluctuar entre un valor cero (bloqueo) y un valor máximo (saturación). A partir de este último estado, aunque aumente la tensión de colector no se logra que aumente la corriente circulante.

Veremos en los capítulos próximos una cantidad de dispositivos que aprovechan las situaciones expuestas para los transistores, pero, para adelantar algo, trataremos de inmediato el efecto compuerta.

Efecto llave o compuerta

Hasta aquí hemos visto a los transistores en una función netamente amplificadora, pues hasta en los osciladores realizaban esa misión para entre-

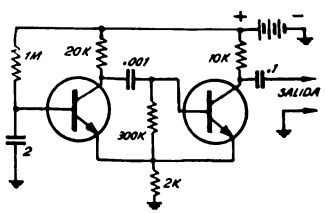


Fig. 13. – Esquema básico de un multivibrador a transistores. La realimentación se produce por usar un resistor común a los emisores.

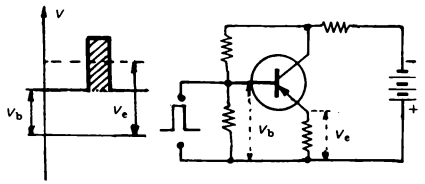


Fig. 14. – Funcionamiento del transistor como llave o compuerta.

tener las oscilaciones y compensar la amortiguación de las mismas. Hay otras funciones que deben cumplir los transistores en TV y ahora nos ocuparemos de una muy importante: la llave o compuerta.

La figura 14 nos muestra un transistor PNP que tiene sus resistores de polarización de manera que el colector tiene tensión negativa, la base también pero de menor valor y el emisor lleva polaridad positiva, como corresponde. Todavía no aplicamos a la base ninguna señal externa. El transistor conduce corriente desde emisor a colector y en el resistor de emisor la corriente circulante provoca una caída de tensión que tiene su positivo en el extremo inferior y su positivo en el superior. Esta caída, de acuerdo a los valores programados para el circuito da al emisor una polarización V_e negativa que supera a la de base V_b y por ende el transistor queda bloqueado y no conduce corriente.

En ese momento aplicamos a la base un pulso externo positivo que se superpone a la tensión de base, tal como se ve en el gráfico de la izquierda. Con ello la base adquiere una tensión que supera a la de emisor y el transistor se desbloquea y comienza a conducir. O sea que ese pulso actúa como una llave que cierra el circuito y comienza la conducción. Se dice que es un efecto compuerta y tiene numerosas aplicaciones en televisión, como veremos.

Transistores especiales

En la introducción al presente capítulo recomendamos recordar o adquirir conocimientos previos a la lectura de este libro, referentes a la teoría de los transistores y la televisión. Es obvio que si se explicara todo ello además de los temas que nos ocuparán durante todo el desarrollo resultaría un volumen desmesurado. Recordamos esto porque mencionaremos algunos transistores especiales que tienen aplicaciones en TV pero no estudiaremos analíticamente su funcionamiento.

Comencemos por los transistores de *efecto de campo* (FET, del inglés field effect transistor). Se trata de una barra de germanio negativo envuelta por un cilindro de germanio positivo. La batería se conecta entre los extremos de la barra denominandose *fuente* (S: source) al extremo negativo y *drenaje* (D: drain) al positivo. La envoltura se polariza positivamente. Los electrones fluyen desde *S* hacia *D* y ese flujo se controla con la tensión en la *compuerta* o envoltura (G: gate). Como la fuente y la compuerta tienen polarizaciones inversas en su región de contacto, la resistencia en el mismo es grande, del orden de los Megohms, mientras que la resistencia entre la compuerta y el drenaje, con polaridades coincidentes, es baja.

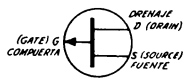


Fig. 15. – Símbolo típico del transistor de efecto de campo (FET).

Surge de inmediato la conveniencia de usar este tipo de transistor en amplificadores de alta frecuencia, donde se quiere evitar el amortiguamiento de los circuitos sintonizados que presentan de por sí alta impedancia. La figura 15 muestra el símbolo de los transistores de efecto de campo del tipo que hemos mencionado.

Técnicas posteriores lograron evitar la obligación de usar germanio *N* o *P* con el simple artificio de insertar una lámina de material aislante entre ambos elementos, material que se eligió como un óxido, dando origen al transistor MOS (metal-óxido-semiconductor), El material separador lleva

Fig. 16. – Símbolos de los dos tipos de transistores llamados MOS-FET.

una conexión al exterior, generalmente a masa. Los transistores de este tipo se llaman *MOS-FET* y sus símbolos para ambas polaridades se ven en la figura 16.

Otro transistor especial de aplicación en televisión es el llamado *monojuntura*. Se trata de un diodo al cual se le inserta un electrodo de control. Constructivamente se trata de una barra de silicio *N* en cuya parte central se incrusta una juntura *PN* que corresponde al emisor. La fuente se conecta a los extremos de la barra, denominándose bases a los mismos; B_1 es el extremo negativo y B_2 el positivo. La figura 17 nos muestra un circuito para apreciar lo que hemos dicho. Veamos lo que ocurre en el gráfico de la figura 18.

Hay una tensión crítica *OB* de emisor que es del orden de 3V, por debajo de la cual fluye una pequeña corriente inversa *OA*, pero cuando se supera esa cifra límite, punto *C*, se produce la polarización directa y fluye corriente directa según el gráfico *CDF*. La porción *CD* es la de resistencia

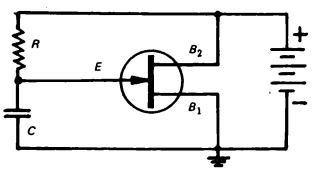


Fig. 17. – Uno de los esquemas de montaje del transistor monojuntura.

negativa y la *DF* es la de saturación. En el caso del circuito de la figura 17 el capacitor se carga lentamente a través del resistor. Cuando la tensión en *C* alcanza el valor de disparo se produce la descarga rápida y todo esto nos recuerda de inmediata a las formas de onda diente de sierra tan usadas en televisión. Además sirve para multivibradores, generadores de impulsos, divisores de frecuencia, detectores de fase, etc.

Diodos rectificadores

Ya antes de la popularización de los transistores existían los diodos o elementos de conductibilidad direccional, es decir que dejan pasar corriente en un solo sentido. Estos diodos sólidos reemplazaron a las válvulas rectificadoras y poco a poco fueron apareciendo diodos capaces de manejar tensiones y corrientes cada vez más elevadas. Para circuitos de corrientes débiles y tensiones ba-

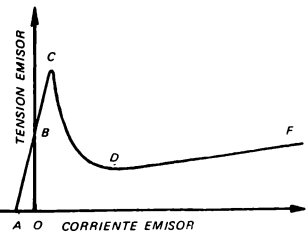


Fig. 18. – Curva que muestra las características de trabajo del transistor monojuntura.

jas se usan los pequeños diodos de germanio y para cifras más altas de cualquiera de los dos parámetros se emplean los de silicio, llamados *silicones*. Constructivamente tienen una juntura semiconductora similar a las que tienen los transistores, pero solamente una, de modo que presentan baja resistencia para un sentido de corriente que produzca polaridades coincidentes en la juntura y muy alta resistencia para el sentido contrario. Esas cifras no son absolutas, es decir que las resistencias en ambos sentidos no son cero e infinito pero en la práctica funcionan bien como rectificadores.

El circuito de aplicación se ve en la figura 19, donde el diodo se representa con un triangulito, que corresponde al ánodo y una rayita transversal, que corresponde al cátodo. Si aplicamos una tensión alterna en *AB*, y dado que el cátodo da la polaridad positiva a la salida, circulará corriente en *R* desde el + hacia el − cuando se aplique al ánodo tensión positiva, o sea solamente durante medio ciclo de la tensión alterna. Durante el medio ciclo en el cual el ánodo queda negativo sólo circulará una muy pequeña corriente inversa que no se toma en cuenta. La corriente resultante a través de *R* es entonces pulsante y circula durante

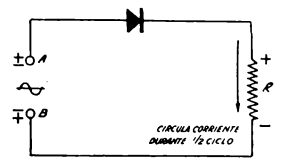


Fig. 19. – Esquema para rectificar una tensión alterna y obtener una corriente pulsante mediante un diodo sólido.

la mitad del tiempo a intervalos cuyo número coincide con la frecuencia de la tensión alternada aplicada. Para la tensión de la red industrial, se producen 50 pulsos por segundo y hay 50 intervalos de igual duración que los pulsos sin circulación.

Si se quiere tener una corriente continua constante se mejora el circuito dado con el de la figura 20. La conexión del capacitor C permite que el mismo se cargue durante los semiciclos de trabajo del diodo y se descargue sobre R durante los semiciclos de reposo. Dimensionando convenientemente el circuito se logra circulación de corriente continua a través de R.

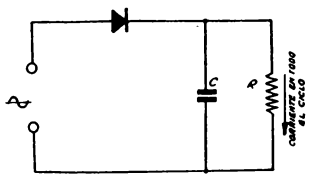


Fig. 20. – Esquema para obtener corriente continua durante todo el ciclo de la tensión alterna aplicada.

Son numerosas las aplicaciones de los diodos en los televisores y oportunamente iremos comprobando su inclusión en los circuitos de alimentación, detección de video, discriminadores de audio, y muchas otras. Para los diodos se especifica la máxima corriente que lo atraviesa y la llamada máxima tensión inversa de cresta (VPI, Volts de pico inverso) que es la suma de la continua a la salida y el valor de cresta de la alterna aplicada. Esto es así porque cuando la alterna tiene su semiciclo negativo, entre electrodos del diodo resulta aplicada la suma de la tensión de pico alterna y la de carga del capacitor, o sea los dos valores antes mencionados.

Día 2

Hemos realizado una revisión de las funciones principales que cumplen los transistores y los diodos en los receptores de televisión, tomando como premisa la de que los lectores conocen la teoría de ambas cosas, es decir de la televisión en sí y de los semiconductores, tal como lo advertimos en el introito del primer capítulo. Tal revisión habrá servido para repasar ambos temas y ahora podemos encarar en forma directa el análisis de las distintas etapas que componen un televisor, para estudiar los circuitos típicos y las conexiones que los vinculan a los transistores y los diodos, pero aquí conviene hacer un par de aclaraciones.

Una importante es que los receptores valvulares de diferentes marcas eran más parecidos entre sí que los transistorizados, porque las válvulas se utilizaban en montajes con pocas variantes. Los semiconductores admiten mayor cantidad de circuitos parciales y entonces cada diseñador introduce soluciones que difieren de otros proyectos, pero que responden a las pruebas y por tanto son adoptadas. Hemos elegido unos cuantos circuitos de los existentes en plaza y al ocuparnos de cada etapa podremos comprobar lo que acabamos de afirmar.

La otra aclaración es que la transistorización de los televisores no fue adoptada en forma integral sino que a medida que la existencia de semiconductores adecuados lo permitía se fueron incorporando etapas con semiconductores y en el caso del tema de la presente jornada aparecieron sintonizadores híbridos, es decir que tenían válvulas y transistores, hasta que comenzaron a fabricarse los actuales totalmente transistorizados. Es obvio que debemos ocuparnos de estos últimos y al explicar sus distintas etapas, ello servirá para la parte transistorizada de los híbridos antes mencionados.

EL SINTONIZADOR TRANSISTORIZADO

En televisión se adoptó como proceso de tratamiento de la señal captada el clásico superheterodino, vigente desde el año 1935 para los receptores de radio. Tal sistema consiste, sintéticamente, en mezclar la señal captada con otra producida por un oscilador local, con lo que se rebaja la frecuencia de la portadora a una cifra que se llama *intermedia* y que es fija para todas las estaciones captadas; en consecuencia, al ser diferentes las frecuencias de las portadoras, para tener una frecuencia intermedia fija debe alterarse la frecuencia del oscilador local al sintonizar. Por ello, el sintonizador debe tener dos circuitos de sintonía variable que se manejen en tandem o solidariamente. Esto es ya muy conocido pero debemos mencionarlo para analizar adecuadamente el sintonizador del televisor.

La primera cuestión que surge de lo que antecede es que al mezclar dos señales alternas se obtienen varias señales a la salida del mezclador: una es la que tiene una frecuencia igual a la suma de las dos mezcladas, otra es la que tiene una frecuencia igual a la diferencia entre ellas; hay también remanentes de señal de cada una de las dos frecuencias originales y pequeñas porciones de señales de frecuencias dobles, triples, etc. de las originales. Pero si aplicamos todo ese conjunto a un circuito sintonizado a la frecuencia diferencia, o sea la que hemos llamado intermedia, la única de las señales resultantes que será amplificada y seguirá su camino será esa frecuencia intermedia, especialmente si después de ese circuito sintonizado viene un amplificador de dos o más etapas sintonizadas a la famosa frecuencia intermedia (F.I.).

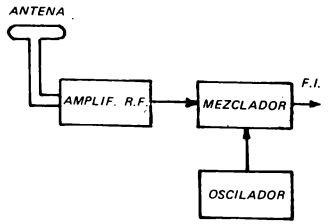


Fig. 21. – Diagrama en bloques del sintonizador de un televisor.

La otra cuestión es que la señal captada está modulada y precisamente ocurre en televisión que esa modulación lleva la información de imagen y sonido y por lo tanto debemos cuidar muy especialmente a la envolvente de modulación para extraerla después sin deformaciones. Como la modulación tiene el carácter de bandas laterales, o sea señales de frecuencias próximas a la de portadora extendidas hacia arriba y hacia abajo de ésta, no podemos hacer un tratamiento de este conjunto mediante circuitos de gran selectividad, porque los mismos cercenarían tales bandas laterales. O sea que el sintonizador del televisor debe amplificar sin estrechar la banda o, dicho en otras palabras, no debe ser muy selectivo. Debe ser de banda ancha. Posteriormente veremos que tal característica debe mantenerse, aunque en un grado un poco menor en el amplificador de esa señal de F.I. Todos estos problemas no son nuevos pues al estudiar radio y televisión se determina cuáles circuitos deben ser selectivos y cuáles no y hasta el grado de selectividad que deben tener.

Diagrama sintético

Podemos pasar ahora a analizar el diagrama sintético del sintonizador de un televisor, el cual mostramos en la figura 21. Vemos allí que la señal captada en la antena es aplicada a un amplificador de R.F. que debe ser de baja selectividad, por lo que dijimos antes. Tal señal amplificada se aplica a un circuito mezclador, el que recibe la señal del oscilador local. Este oscilador produce una señal sin modular, o sea de R.F. pura, cuya frecuencia es en todo momento mayor que la captada en la antena en una cantidad que hemos llamado F.I. y que tiene cifras del orden de los 45 MHz. Del mezclador sale la señal de F.I. para ser aplicada al amplificador de F.I. que nos ocupará en el capítulo próximo.

Los sintonizadores híbridos que mencionamos comenzaron por usar transistores en las funciones de mezclador y oscilador local, por el problema que se presentaba para hacer amplificadores de banda ancha con transistores. Eso se ha resuelto e inclusive encontramos, especialmente en sintonizadores extranjeros, transistores especiales como los de efecto de campo en la etapa amplificadora de R.F.; de este caso nos ocuparemos más adelante.

La sintonía en los receptores de radio se hace mediante un capacitor variable con dos o tres secciones en tandem, usándose bobinas para cada banda de sintonización. En televisión, como hay un grupo de canales a sintonizar, se cambian las bobinas que corresponden a cada canal mediante una llave selectora múltiple y no se requiere capacitor variable. No obstante, para retocar la sintonía se emplea un pequeño variable en el oscilador local, lográndose así lo que se llama *sintonía fina*. Veremos que actualmente se comienzan a emplear para esa operación diodos de capacidad variable y entonces el ajuste de la sintonía fina se hace con pequeños potenciómetros.

Entonces, para considerar los sintonizadores transistorizados, en cada rectángulo del diagrama debemos suponer la existencia de un transistor, asociado a los componentes de polarización y acoplamiento, además de los elementos de sintonización y otros que aparecen en los circuitos completos.

Los circuitos parciales de cada una de las secciones del sintonizador serán analizados de inmediato, pero antes debemos hacer una reflexión sobre las frecuencias en juego en el interior de tal sintonizador, pues hemos hecho una muy somera mención de las mismas.

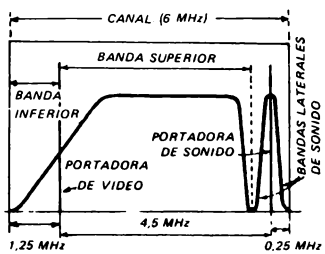


Fig. 22. – Gráfico de amplitudes y frecuencias en el sintonizador de un televisor.

Frecuencias en juego

Para poder analizar bien las distintas frecuencias que aparecen a la entrada, dentro del sintonizador y a la salida del mismo, hay que tomar el gráfico de la modulación de una señal de TV. Tal gráfico se muestra en la figura 22. Vemos allí que el ancho que se otorga a cada canal para ubicar las portadoras y las bandas laterales de imagen y sonido es de 6 MHz.

A una distancia de 1,25 MHz del borde inferior aparece la protadora de video, cuya amplitud es la mitad de la máxima que tienen las bandas laterales de video. A 4,5 HMz de esa portadora está la de sonido, que tiene modulación en frecuencia y cuyas bandas laterales cubren unos 200 KHz a cada lado de la portadora. Finalmente a 0,25 MHz de esa portadora de sonido se encuentra el borde superior del canal.

Ahora analicemos el caso particular de un canal cualquiera, supongamos el 13, cuyas frecuencias otorgadas son:

portadora video: 211,25 MHz
portadora sonido: 215,75 MHz

Y podemos tomar un televisor típico cualquiera en el cual la F.I. de video tenga una frecuencia de portadora de:

F.I. video: 44,75 MHz

El oscilador local debe generar, al sintonizar el canal 13, una frecuencia igual a la suma de la portadora de video en antena más la F.I. de video:

F.OSC.Local: 211,25 + 44,75 = 256 MHz

Y ahora podemos calcular la frecuencia de la portadora de sonido en el canal de F.I. pues basta restar a la frecuencia del oscilador local la que tiene la portadora de sonido:

F.I. sonido: 256 – 215,75 = 40,25 MHz

O sea que del sintonizador salen dos señales de F.I., una de video y otra de sonido, que están apartadas en frecuencia de 4,5 MHz que es, como sabemos, la frecuencia intermedia de audio después del canal de F.I. y que también separa a las portadoras en el gráfico de la figura 22. Pero hay un detalle muy importante con respecto a lo que ocurrió al mezclar las señales en el conversor: en la entrada la portadora de sonido tenía 4,5 MHz más que la portadora de video, mientras que a la salida, cuando ya vamos al canal de F.I., la portadora de video en la que tiene 4,5 MHz más de frecuencia. Esto no es una incongruencia, sino el resultado de usar para el proceso una sola señal del oscilador local para tratar las dos portadoras de antena. Pero como veremos más adelante, los gráficos de la modulación de la F.I. son similares al mostrado en la figura 22, pero dados vuelta hacia adelante, pues el montículo que representa al sonido aparece a la izquierda y no a la derecha.

Etapa amplificadora de R.F.

Para analizar en particular las tres secciones del sintonizador tomaremos como ejemplo los circuitos de tres sintonizadores transistorizados típicos que se encuentran incorporados a los televisores de nuestro medio. La figura 23 muestra el sintonizador LEA, modelo 830C. La figura 24 muestra el sintonizador FAPESA, modelo V5T3 y la figura 25 exhibe el sintonizador SONY, modelo TV 120TW. La diferenciación que aparece en estos tres circuitos es amplia y permite analizar las configuraciones de cada sección. Más adelante veremos un sintonizador de los llamados automáticos.

Para comenzar con la etapa amplificadora de R.F. analicemos los requisitos que debe cumplir, atendiendo a las modalidades que se presentan y a los defectos más comunes. Así podemos citar la ganancia, la relación de ondas estacionarias, el ruido y la intermodulación.

Comenzando con la ganancia, el problema que se presenta para fijar cifras y comprobarlas está en que las impedancias de entrada y de salida son cifras fuera de control del fabricante de sintonizadores. La entrada se supone siempre que será adaptable a la línea de 300 Ohms por ser la más común en los circuitos de antena. Cuando se instala un televisor con antenas colectivas, en las que se usa preferentemente una impedancia de 75 Ohms, el caso se resuelve con un balún de adaptación. Pero a la salida el problema es diferente, porque el armador utiliza un canal de F.I. de su gusto y la adaptación el sintonizador no siempre es perfecta. Por este motivo se ha preferido tomar la ganancia conjunta del sintonizador con el canal de F.I. acoplado.

El segundo aspecto a tener en cuenta se refiere a las ondas estacionarias. Es sabido que cuando se adaptan dos circuitos de diferente impedancia, se produce un reflejo de la señal en una medida que depende de la desadaptación de impedancias. Por las razones ya dadas sobre las líneas de entrada de antena, es comprensible que los sintonizadores se diseñan con una tolerancia sobre tal desadaptación y ello se fija mediante una cierta relación máxima permitida de ondas estacionarias que suele limitarse a un valor 4.

El problema de los ruidos se origina en la presencia de campos espúreos de R.F. en la zona de captación y en el interior del sintonizador. Los primeros se eminoran suficientemente con las entradas balanceadas con centro a masa, como son la mayoría de las entradas al sintonizador. Los segun-

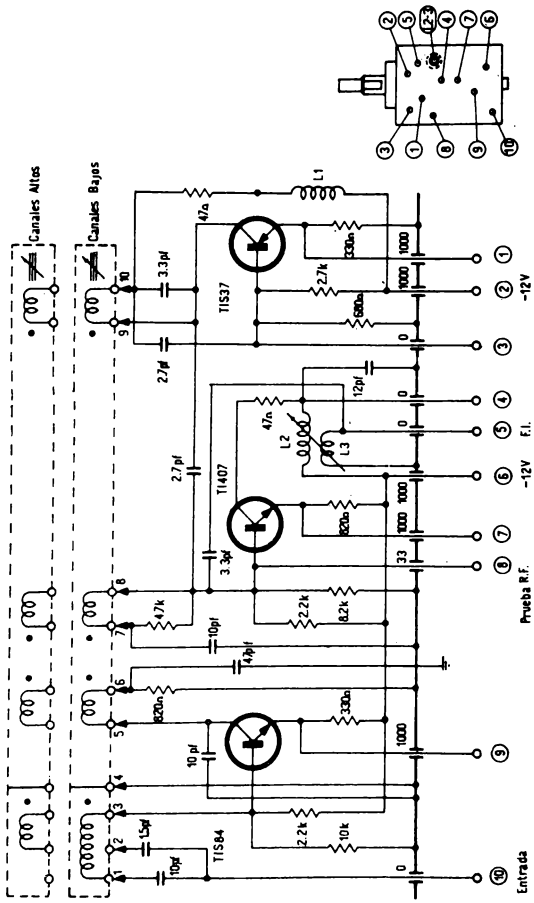


Fig. 23. – Esquema general del sintonizador LEA modelo 830C y diagrama de conexiones externas del mismo.

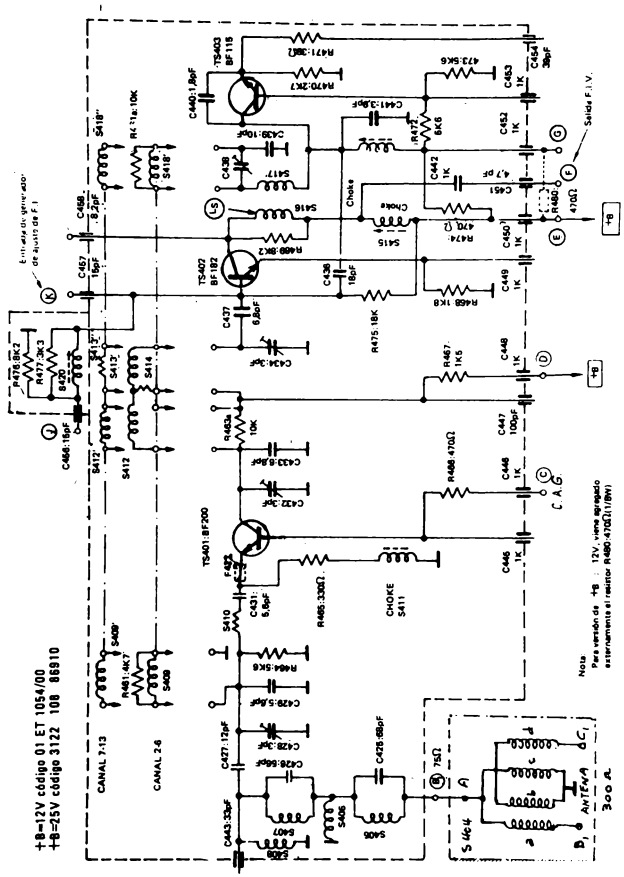


Fig. 24. - Esquema general del sintonizador I.A.P.E.S.A. modelo V-ST3 con indicación completa de componentes para su identificación.

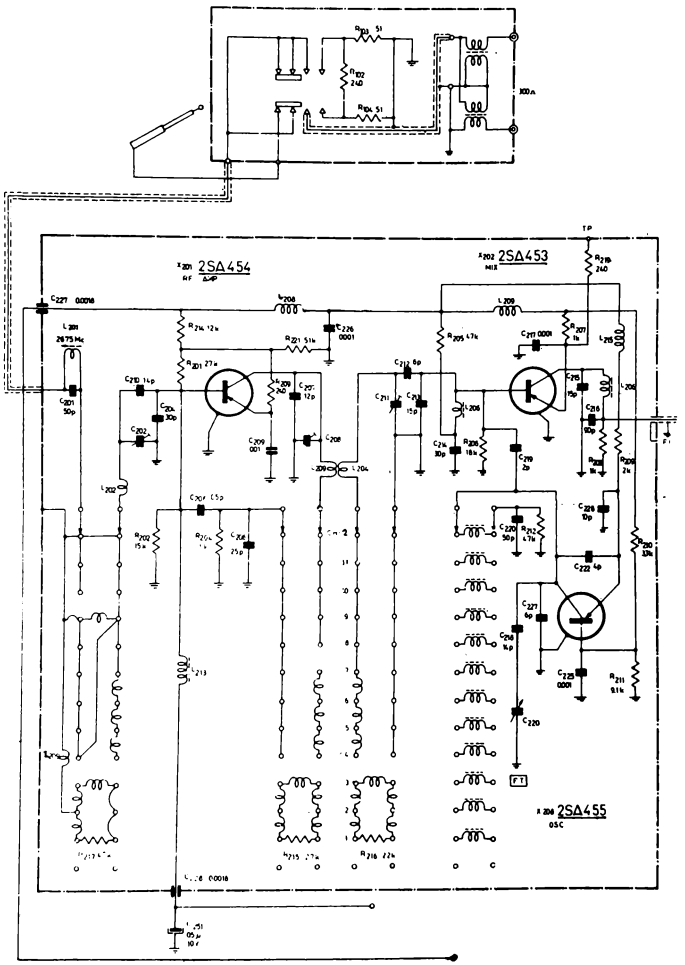


Fig. 25. – Esquema general del sintonizador SONY modelo TV120TW con el conexionado completo de la selectora de canales.

dos, llamados comunmente *ruidos blancos* porque se esparcen por todo el espectro de frecuencias, se ocasionan especialmente en los transistores por circulación de cargas. El remedio es reducir la ganancia hasta límites tolerables.

La intermodulación antes citada se produce al aplicar a un circuito señales de diferentes frecuencias y no ser lineal el comportamiento de tal circuito. En el caso de la entrada al sintonizador, tenemos allí las portadoras de video y de sonido del canal seleccionado, pero muy cerca están las portadoras de los canales vecinos. Como hemos dicho que el amplificador de R.F. se diseña con baja ganancia para no afectar la envolvente de modulación, se produce inevitablemente un cierto grado de intermodulación. La solución es la misma que para otros defectos: reducir la ganancia. Pero esa reducción debe ser proporcionada a la amplitud de la señal captada o sea menor para canales débiles y mayor para los fuertes.

Con las válvulas, el control automático de ganancia era sencillo mediante el C.A.G. pero con los transistores ocurría que mientras se usaron los de germanio no era simple el problema de controlar la ganancia. Eso motivó la demora en incorporar los transistores a la etapa de R.F. y se fabricaron numerosos sintonizadores híbridos. Posteriormente con los transistores de silicio y luego con la existencia de los tipos MOS-FET tal problema desapareció.

Después de estas consideraciones iniciales podemos analizar los circuitos de los amplificadores de R.F. en los sintonizadores exhibidos como modelos en las figuras 23, 24 y 25. Comencemos por el LEA que es similar al de la TEXAS. El transistor que en la figura 23 es el primero a la izquierda tiene montaje de emisor común (recordar figura 1) y usa filtro de entrada con divisores capacitivos.

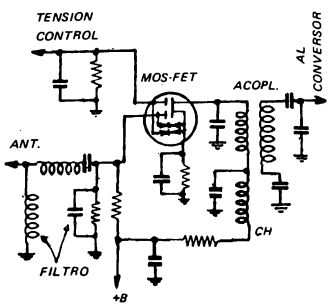


Fig. 26. – Esquema de aplicación de un tetrodo MOS-FET a una etapa amplificadora de R.F. del sintonizador.

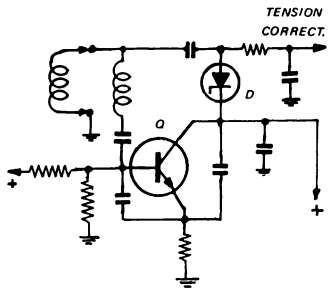


Fig. 27. – Montaje de un diodo de capacidad variable tipo varicap en el oscilador de un sintonizador de TV.

En cambio en el sintonizador FAPESA de la figura 24, se emplea un amplificador de R.F. (el transistor TS401) en montaje de base común, del tipo que analizamos en la figura 8. Comparativamente puede decirse que el montaje de emisor común suministra mayor ganancia que el de base común pero el montaje de base común permite controlar mejor el manejo de señales débiles y el problema de la intermodulación y el ruido.

El sintonizador SONY de la figura 24 usa también el montaje de emisor común en su transistor 2SA454. El balún de entrada puede verse en la parte superior del esquema y en el de la figura 24 aparece abajo y a la izquierda. Todos los amplificadores terminan en un circuito sintonizado de acoplamiento al mezclador, cuyas bobinas se seleccionan mediante la llave selectora de cambio de canales. Las particularidades de los circuitos de entrada a la etapa de R.F. y de acoplamiento al mezclador pueden observarse en las figuras 23, 24 y 25.

El oscilador local y el mezclador

La mayoría de los osciladores para conversores de TV usan el montaje Colpitts (recordar figura 12) porque los capacidades en juego en los montajes de frecuencias muy altas colaboran en el grado de realimentación. Además el cambio de bobina se hace conmutando con la selectora solamente dos terminales, mientras que otros montajes requieren por lo menos tres. En los circuitos generales no es fácil identificar los capacitores en serie que forman el divisor capacitivo. Veamos: en la figura 24 el oscilador es el transistor BF115 y los

capacitores nombrados son el C440 y el C454. En el oscilador de la figura 25 el transistor oscilador es el 2SA455 y los capacitores son los C222 y C227; este último lleva en serie el variable C220 que realiza la función de sintonía fina, operación que en la figura 24 la cumple C438.

El acoplamiento entre el oscilador y el mezclador o conversor se realiza tomando señal del oscilador local e inyectándola en tal mezclador, al mismo tiempo que se aplica también señal proveniente del amplificador de R.F. Por ejemplo, en el conversor de la figura 23 la entrada a base del transistor TI407 recibe señal del amplificador de R.F. desde el punto 8 de la bobina de acoplamiento y a través del capacitor de 2,7 pF proveniente del oscilador. En el caso de la figura 25 la entrada a base del transistor mezclador BF182 recibe señal de R.F. desde la bobina S420 y desde el oscilador a través del capacitor C436. Y en la figura 25 el mezclador es el 2SA453 y recibe señal de R.F. desde la bobina L206 y del oscilador a través del capacitor C219.

Del conjunto mezclador, o también conversor como suele llamárselo, se obtiene la señal de F.I. que debe aplicarse al canal o amplificador correspondiente. Eso lo vemos en la figura 23 que muestra el transformador de salida *L2-L3*,de cuyo secundario se toma la señal de F.I. En la figura 24 la señal de F.I. se toma a través de C442 y en la 25 desde C216.

Amplificador con tetrodo MOS-FET

Para realizar montajes de amplificadores de R.F. con transistores especiales surgió de inmediato la idea de utilizar los de efecto de campo (FET) por su mayor impedancia de entrada (ver figura 15) pero ocurre que para amplificar corrientes de muy alta frecuencia tienen el inconveniente de su baja trasconductancia. Luego se probó de usar los FET de efecto de campo con envoltura de óxido (los MOS de la figura 16) pero presentaban muy alta capacidad entre los electrodos de salida. Finalmente se buscaron soluciones que permitieran aprovechar las ventajas de la alta impedancia del FET sin que perjudicaran los inconvenientes que presenta y tal búsqueda se orientó hacia la elección del circuito. Hay un amplificador clásico desde los tiempos de las válvulas al que se dio en llamar *cascode* que consistía en acoplar un amplificador de dos etapas en el cual la placa de la primer válvula se unía directamente al cátodo de la segunda, conectando a masa la grilla de esa segunda válvula. De tal modo el primer triodo funciona como adaptador de impedancias y la salida del segundo queda blindada por el efecto de la grilla a masa.

Llevando esto a la equivalencia con los transistores, se tomarían dos FET por su similitud con los triodos valvulares. Pero dado que hay electrodos directamente unidos entre sí y que la corriente es la misma en ambos FET, se hizo posible fabricar un par de MOS-FET con las conexiones internas ya hechas y así surgió el tetrodo MOS-FET que vemos incorporado al esquema de la figura 26.

Hay varios tetrodos de este tipo en la actualidad y su incorporación a los sintonizadores de TV en la función amplificadora de R.F. es cuestión de tiempo, pues las ventajas son evidentes. El circuito de amplificador que mostramos en la figura 26 pertenece a un sintonizador extranjero y se exhibe a título ilustrativo.

Oscilador con diodos varicap

Desde los comienzos de la televisión los sintonizadores tuvieron una selectora múltiple rotativa para el cambio de canales; con dicha llave se conmutaban las bobinas de la etapa de R.F. y del oscilador, en total tres juegos por canal. Cuando se incorporó el estado sólido a la TV se siguió con esa práctica y siempre fue un problema la ubicación del sintonizador en el televisor, por ser un implemento voluminoso que debía tener acceso desde el exterior del gabinete por requerir comando manual y no quedar lejos del amplificador de F.I. por llevar una conexión de unión que debe ser corta.

Los diodos de capacidad variable llamados *varicap* o *varactor* que tienen la propiedad de alterar su capacidad al aplicárseles tensiones ajustables permitieron realizar el comando a distancia del sintonizador y reemplazar el selector rotativo por una botonera. La sintonía fina se logra con pequeños potenciómetros que varían la tensión aplicada al varicap y como se manejan tensiones continuas la ubicación puede ser alejada.

La figura 27 muestra un circuito oscilador con varicap, en el cual se ha reemplazado el capacitor fijo de resonancia por el citado diodo. Hacia la derecha hay una conexión que recibe la tensión correctora, que es continua y variable a potenciómetro.

A título de ejemplo se muestra en la figura 28 el circuito completo de un sintonizador PHILIPS denominado MEMOMATIC que se ha incorporado a televisores de nuestro mercado y que tiene sintonía a botonera y ajuste fino individual para cada canal mediante pequeños potenciómetros junto al botón del canal respectivo. Estos potenciómetros son los de 100 Kohms que aparecen formando una columna en el centro del esquema. Obsérvese que tanto en el amplificador de R.F.,

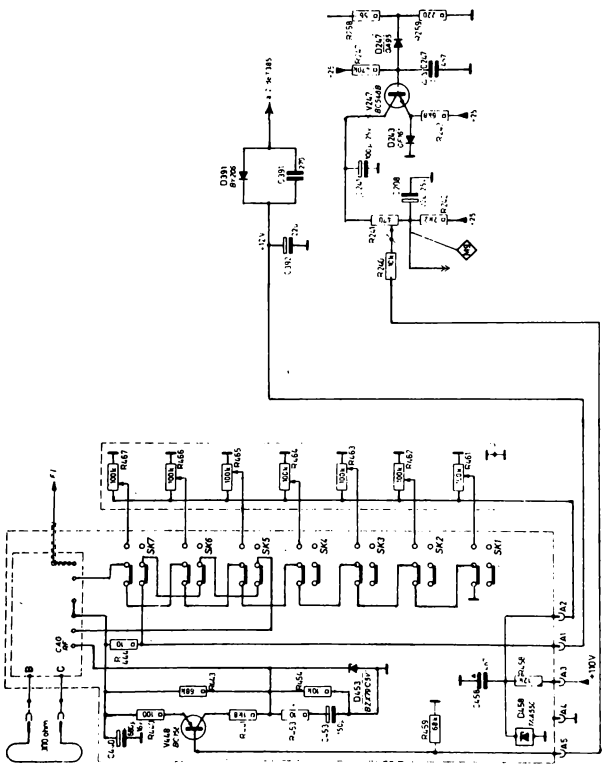


Fig. 28. — Esquema general del sintonizador automático PHILIPS denominado MIMOMATIC

transistor V448, como en el oscilador, transistor D243, se han reemplazado los capacitores fijos de resonancia por sendos diodos varicap.

Cabe hacer la aclaración de que las ventajas que presenta este montaje, como la de suprimir el selector rotativo cuyo desgaste se conocido y la comodidad de ubicar el sintonizador donde convenga, ya que el comando puede hacerse a distancia pue maneja corriente continua y no la de R.F., quedan empañadas por algunas desventajas que han retraído a los fabricantes para incorporarlo a sus televisores. Podría citarse el hecho de que la variación de capacidad de los varicap no es suficiente para abarcar todos los canales y que se ha recurrido a separar los altos de los bajos usando diodos independientes; además la dependencia de la capacidad frente a las variaciones de tensión no es muy precisa, lo que obliga a aumentar el ancho de banda. Y también debe mencionarse el hecho de que, dado que se logra sintonía por variación de una tensión de control, es indispensable que la tensión media de referencia sea estabilizada. La fuente estabilizada es obligada en los televisores de calidad pero no en los comunes. De todos modos tenemos en nuestra plaza televisores con sintonía automática; el futuro dirá su última palabra.

Día 3

Hemos hecho una revisión de las funciones de los semiconductores aplicados a los circuitos de televisión y hemos estudiado los montajes clásicos que contienen los sintonizadores de los televisores. Ahora comenzaremos a tratar las distintas secciones que integran los televisores transistorizados típicos y para facilitar al lector la interpretación de los circuitos comerciales, nos referiremos a unos cuantos de los más conocidos que se encuentran en este libro. Cabe agregar que tales circuitos no contienen, en general, el diagrama interno del sintonizador, por cuya razón en el capítulo anterior debimos incorporar algunos de tales circuitos internos. Para todo el resto del televisor nos referiremos en todos los casos a los circuitos incorporados como modelos sin opinar sobre las cualidades de los mismos, por razones obvias. El orden de los capítulos se ha adoptado siguiendo aproximadamente el recorrido de la señal y de acuerdo con ello al salir del sintonizador entramos al canal amplificador de F.I. de video y ese será nuestro tema para la presente jornada. Conviene aclarar que tal sección lleva también la señal de audio, pero no se le hace tratamiento alguno pues tal cosa se encara después, en el canal de sonido, según veremos. Planteado el tema y recordando la necesidad de conocimientos previos sobre semiconductores y televisión, podemos abordar la tarea.

EL CANAL DE F.I. DE VIDEO

Para analizar el canal de F.I. de video de un televisor tenemos que hacer un análisis previo, pues su diseño ha sufrido modificaciones sucesivas. La finalidad de este canal es amplificar convenientemente el nivel de la señal de F.I. obtenida en el sintonizador para alcanzar una amplitud adecuada para someterla a la detección y, como función importante, dar a la envolvente de la banda pasante de frecuencias una forma adecuada para que la modulación de video, que se traducirá en imagen en la pantalla, tenga la fidelidad máxima referida a la escena captada en el transmisor.

En los receptores de radio el canal de F.I. debía tener la máxima ganancia posible y la máxima selectividad, limitada ésta a respetar un ancho de bandas laterales compatible con la fidelidad sonora. En los televisores debemos extremar más aún ese detalle por la extensión de las bandas laterales de imagen y por estar la portadora de sonido bastante alejada de la de video y debe quedar allí, sin desaparecer. Entonces, si había que achatar la curva de resonancia para no perder bandas laterales hubo que aumentar el número de etapas amplificadoras de F.I.. Cuando se usaron válvulas, para no emplear tantas etapas se diseñaron las llamadas válvulas de reja de cuadro, que con su alta ganancia permitieron reducir una etapa. Al comenzar la transistorización, se contaba únicamente con los de germanio y eso obligó a usar cuatro etapas en muchos casos pero actualmente con los transistores de silicio bastan tres etapas, pues los mismos son equivalentes, en el grado de amplificación, a las citadas válvulas especiales.

Análisis de la banda pasante

Si recordamos la figura 22, la misma nos daba el espectro de frecuencias de la señal de TV en el sintonizador y explicamos que en la F.I. ese gráfico sufría una inversión, quedando tal como lo vemos en la figura 29. Las portadoras de video y de sonido están siempre separadas en 4,5 MHz y mediante deformaciones intencionales de la curva pasante se da a los flancos de la modulación de video una forma especial: el flanco izquierdo queda recto y el derecho tiene una inclinación a ambos

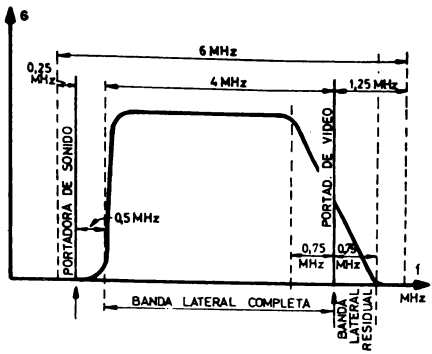


Fig. 29. – Gráfico de la señal de F.I. que entra al canal correspondiente después del proceso que se cumple en dicho canal.

lados de la portadora, de modo que las dos bandas laterales son diferentes. La de la izquierda se completa, con un faltante de forma triangular en la parte superior junto a la portadora, y la banda derecha tiene una forma triangular que compensa la parte faltante en la banda izquierda. A esta segunda banda lateral, que se llama superior por tener mayor frecuencia, se la denomina residual. La banda izquierda o inferior contiene casi toda la información de video. La portadora de sonido queda a 0,5 MHz del borde inferior de la banda completa. El gráfico da en abscisas las frecuencias, cuyas cifras usuales daremos más adelante, y en ordenadas la ganancia del canal.

La pregunta lógica que puede formularse es cómo se logra esa forma de la curva de amplificación, ya que los acoplamientos son circuitos sintonizados o sea resonantes y los mismos dan una curva de respuesta de forma muy conocida, que es la curva 1 de la figura 30. Bien, estudiando los circuitos resonantes se demuestra que si reducimos la selectividad tal curva se achata, adoptando la forma que muestra la curva 2 y si seguimos rebajando la selectividad se llega a la curva 3 que forma un nodo en el centro. Graduando convenientemente la agudeza de la curva en las tres etapas amplificadoras del circuito se logra una curva de amplificación del tipo de la 4 que ya se parece a la que necesitamos.

El achatamiento de la curva también puede lograrse si sintonizamos los acoplamientos entre las tres etapas a frecuencias distintas, y damos ganancias diferentes a esas etapas, tal como se muestra en la figura 31. La curva 1 es la de la señal de entrada al canal, de banda ancha y de poca amplitud; la curva 2 es la de resonancia de la primera etapa de F.I., la curva 3 es la de la segunda etapa, sintonizada a una frecuencia mayor y la 4 es la de la tercer etapa, con menor ganancia. Integrando los gráficos de todas las curvas se puede lograr como resultante la curva 5 que corresponde a todo el canal de F.I. y que tiene la forma buscada.

Ahora viene la otra parte, es decir lograr la banda lateral residual o sea que al flanco derecho de la curva achatada hay que darle una inclinación como la que pide la figura 29. Para ese objeto debemos usar una trampa de onda. Recordemos que los circuitos sintonizados en paralelo son de alta impedancia pero los serie son de baja impedancia en resonancia; esto significa que los mismos son hábiles para absorber señal de la frecuencia que coincida con la de resonancia de tal circuito. Si

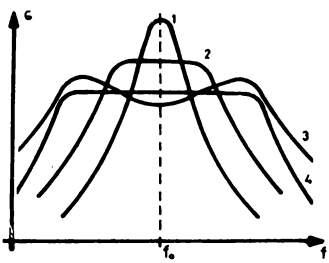


Fig. 30. – Reduciendo la selectividad de un conjunto resonante se achata la curva de la ganancia.

observamos la figura 32 veremos que colocando un circuito sintonizado tipo serie, al cual se lo llama *trampa de onda* por su acción de absorción, se deformará la curva de borde abrupto y resultará el flanco inclinado que buscábamos. En el canal de F.I. hay otras trampas de absorción, según veremos más adelante.

A título ilustrativo, mostramos en la figura 33 la manera de conectar un resistor R, derivado sobre el circuito sintonizado entre etapas de F.I., para achatar la curva de resonancia según el procedimiento explicado para la figura 30. Tal resistor puede colocarse derivado sobre el primario o sobre el secundario, en los casos en que se usen dos bobinas. Cuando el acoplamiento lleva una sola bobina es obvio que R se deriva sobre ella. En los circuitos generales que veremos se encontrarán los resistores cuando se emplee el método de la figura 30 y no estarán cuando se use el de la figura 31.

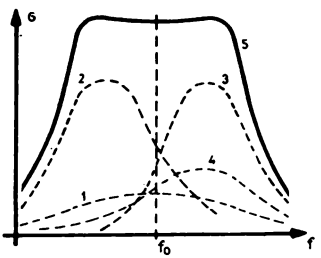


Fig. 31. – Modificación de la curva de ganancia mediante sintonía escalonada en las etapas amplificadoras de F.I.

Frecuencias en juego

En el gráfico de la figura 29 no hemos indicado los valores de las frecuencias en los puntos clave de la curva que representa la banda pasante de F.I. Veamos esos valores y la manera de obtenerlos. Un valor muy usual de la frecuencia de la portadora de video en la F.I. es 45,75 MHz y para deducir los otros valores tomemos un gráfico muy interesante como el que muestra la figura 34: consiste en suponer que en el canal de F.I. aparecen tres señales correspondientes a canales contiguos, en este caso el 7, el 8 y el 9. Como ya sabemos, debido a las restas de frecuencia con la del oscilador local en el conversor, se invierten los

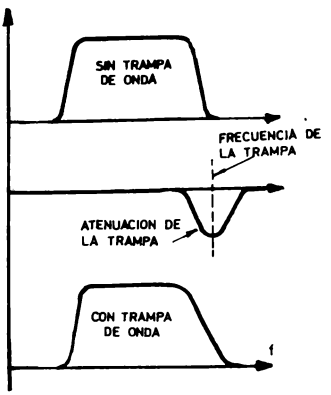


Fig. 32. – Mediante una trampa de onda absorsora se puede modificar la forma de la curva de ganancia.

gráficos y el orden en la colocación de los canales. El canal sintonizado es el 8 y la portadora de video es de 45,75 MHz. Veamos donde se hallan las otras portadoras de video y sonido de esos tres canales:

Canal	video	sonido
7	175,25	179,75
8	181,25	185,75
9	187,25	191,75

Al sintonizar el canal 8, la frecuencia del oscilador local se corre a:

$$181{,}25 + 45{,}75 = 227\ \text{MHz}$$

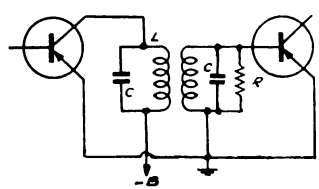


Fig. 33. – Un resistor derivado sobre el conjunto sintonizado achata la curva de resonancia.

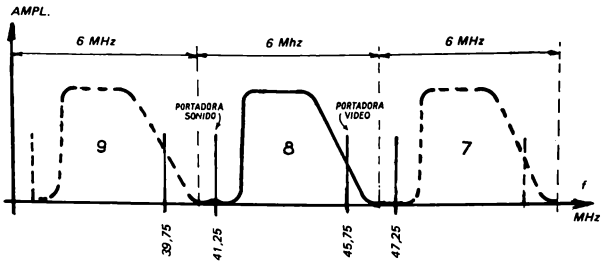


Fig. 34. – Ubicación de las portadoras que aparecen en el canal de F.I. Se encuentran las del canal elegido y las de los adyacentes.

La portadora de sonido de ese canal 8 se encuentra en la frecuencia de:

$$227 - 185{,}75 = 41{,}25 \text{ MHz}$$

Localicemos ahora las portadoras que quedan cerca y que son la de sonido del canal adyacente, es decir del canal 7:

$$227 - 179{,}75 = 47{,}25 \text{ MHz}$$

y la de video del canal adyacente que queda a menor frecuencia, o sea el 9:

$$227 - 187{,}25 = 39{,}75 \text{ MHz}$$

Hemos ubicado en el gráfico de la figura 34 las cuatro portadoras antes encontradas y son: las de video y de sonido del canal sintonizado y las que pueden interferir o sea la de sonido del canal 7 y la de video del canal 9. Para evitar tal interferencia se colocan trampas de onda sintonizadas a 39,75 MHz y 47,25 MHz que actúan según el principio de la figura 32. Pero se necesita una tercer trampa para reducir la amplitud de la portadora de sonido del canal propio evitando así las molestias que ocasionan las bandas de modulación de la misma en la de video; como después del canal de F.I. de video se toma esa portadora de sonido y se la somete a un proceso que veremos más adelante, tal reducción no afecta al sonido.

Pasemos ahora en limpio lo que hemos deducido para el gráfico de la figura 34 y lo volcamos a la figura 35. Vemos allí el gráfico de amplitudes de la señal en el canal de F.I. después de la acción de deformación de la curva y del efecto de las trampas de onda. Hacia la izquierda del gráfico la trampa de 39,75 limpia todo vestigio de curva y de inmediato vemos la acción reductora de amplitud que hace la trampa de 41,25 MHz que nos deja una muy pequeña portadora de sonido propia. Los vértices de la curva quedan fijados en 41,75 y 44,5 MHz mediante el proceso de calibración. La trampa de sonido adyacente se fija en 47,25 MHz y ello produce el pozo en la curva y silencia al canal desde ese punto hacia arriba, o sea hacia las frecuencias mayores.

Análisis de circuitos

Para familiarizarnos con los circuitos comerciales de televisores transistorizados, se han incorporado en este libro ocho esquemas completos que hemos numerado del 1 al 8 por orden alfabético de designaciones de sus marcas; los encontraremos en las páginas 40, 56, 72, 88, 104, 120, 136 y 152. Durante las explicaciones acerca de las diferentes etapas nos remitiremos a tales circuitos para comprobar la inclusión en los mismos de uno u otro sistema que se haya adoptado. En el caso del canal de F.I. tomamos el del circuito Nº 2 página 56 que corresponde a FAPESA y lo reproducimos en la figura 36.

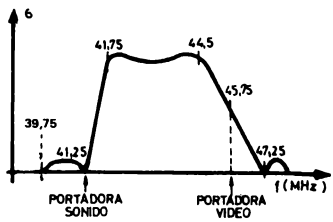


Fig. 35. – Frecuencias típicas en la curva de ganancia del canal de F.I. de video una vez modificada la curva.

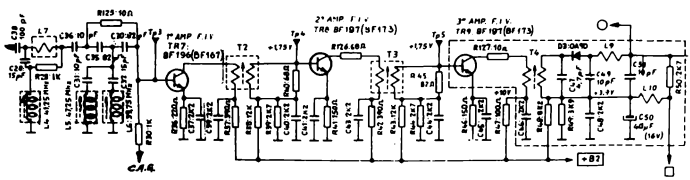


Fig. 36. – Canal de F.I. de video de un televisor transistorizado comercial. Corresponde al circuito Nº 2 de la página 56.

Vemos en primer término que este canal usa tres etapas amplificadoras con transistores de silicio, que es lo más común en televisores transistorizados, según lo hemos dicho anteriormente. En este caso se emplea un transistor BF196 y dos BF197. El ensanche de banda se hace en T2 con un resistor de 68Ω y en T3 con uno de 82Ω. Las trampas de onda están colocadas a la entrada del canal porque al manejar señales de menor amplitud se hace más simple la atenuación de zonas de la curva de ganancia. Los transformadores de F.I. son de doble bobinado y ajuste por permeabilidad o sea a núcleo deslizable. El detector de video es a diodo y de él nos ocuparemos más adelante, lo mismo que de las modalidades que presenta el acoplamiento entre el sintonizador y el amplificador de F.I.

Si observamos los circuitos completos antes mencionados comprobaremos que usan trampas de onda serie a la entrada los Nos 1-2-3-4-6 y 8 ; que tienen ensanche de banda a resistor derivado, sea en el primario, en el secundario o en ambos los circuitos Nos 1-2-3-6-7 y 8. Que tienen transformadores de F.I. a doble bobinado los circuitos Nos 1-2-3-6-7 y 8. De otras modalidades particulares ya mencionadas nos ocuparemos de inmediato.

Respecto de las trampas de onda conviene hacer algunas aclaraciones. Si observamos el circuito No 6, página 120, veremos a la izquierda las bobinas L201, L202 y L203 que son las tres trampas de onda tal como se han mencionado hasta ahora. Pero en los circuitos 1, 2, 3, 4, 5 y 8 que encontramos en las páginas 40, 56, 72, 88, 104 y 152 podremos notar que una de las trampas presenta una variante de montaje que representamos en la figura 37 y que se denomina comunmente tipo *T puenteado.* Este circuito presenta la propiedad de comportarse como abierto para una cierta frecuencia, la de resonancia, y cerrado para frecuencias por debajo y por encima de aquella. O sea que produce una atenuación muy fuerte para la frecuencia a la cual ha sido ajustado mediante el núcleo de la bobina *L*. La rama superior de la *T* la forman el resistor *R* y los capacitores *C*. En la figura 36 que corresponde al circuito Nº 2 de FAPESA el sistema *T* puenteado abarca a dos trampas de onda.

El circuito Nº 7 de la página 136 presenta una variante de tener una trampa paralelo formada por *L3* y *C3*, sistema que no encontramos en los otros circuitos mencionados.

Acoplamiento de entrada

La señal que entrega el sintonizador suele tener regulación de la ganancia mediante un sistema de C.A.G. (control automático de ganancia) pero la acción del mismo sobre una señal de banda muy ancha y de pequeña amplitud no soluciona el problema de la saturación con las señales fuertes y la falta de amplificación con las débiles, de modo que se requiere una acción de control sobre la entrada del canal de F.I., que es el que proporcionará un alto grado de amplificación.

Hay dos sistemas que son los más usados en los televisores transistorizados: el atenuador a diodo y el transistor de ganancia variable. Ocurre que en la época de los transistores de germanio no se

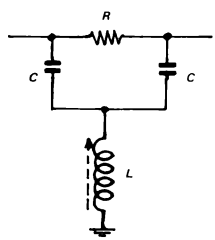


Fig. 37. – Una trampa de onda de montaje *T* puenteado, que se usa en la mayoría de los televisores que existen en nuestro medio.

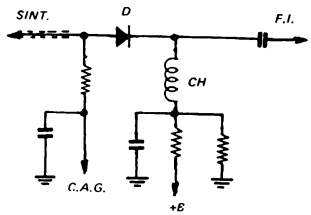


Fig. 38. - Uso de un diodo para graduar la ganancia del amplificador de video.

podía controlar bien la ganancia en forma automática y entonces surgieron varios circuitos, uno de los cuales es el de usar un diodo con resistencia propia controlable. Posteriormente, con el advenimiento de los transistores de silicio, se empleó preferentemente el segundo sistema mencionado, o sea el de transistor de ganancia variable.

El sistema a diodo puede verse en la figura 38. Sobre el diodo actúan dos tensiones: la de continua que aplica la fuente *+B* y la de R.F. que proviene del sintonizador. Como el diodo tiene una característica no lineal, para valores bajos de la continua circulante la curvatura es poco empinada y la R.F. también será baja, pero para valores mayores de la continua se cae en un punto de la curva más empinado y la R.F. tendrá mayor amplitud. Luego, aplicando como tensión continua la del C.A.G. se tiene un control efectivo de la amplitud de la señal. Ya hemos dicho que actualmente, con los transistores de silicio se encuentra poco el sistema de acoplamiento a diodo.

La frase anterior puede inducir a error si se piensa que cualquier transistor de silicio soluciona el problema del control de ganancia. Ocurre que en los comunes las características de entrada base-emisor es muy alineal y produce una importante deformación cuando la señal es de gran amplitud. Debido a ello se diseñaron transistores de silicio especiales, en los cuales la trasconductancia disminuye cuando la corriente de polarización aumenta, con lo que se cancela el inconveniente antes señalado. Ejemplo típico de ese diseño es el transistor BF196 que encontramos en el circuito de la figura 39 que corresponde a FAPESA y que también vemos en el circuito Nº 2, página 56. La bobina *L7* es la de acoplamiento desde el sintonizador y las *L4*, *L5* y *L6* son las trampas de onda antes mencionadas. El C.A.G. se aplica a la base del transistor BF196. El C.A.G. actúa de manera que polariza al transistor para que su corriente aumente; con ello la trasconductancia y la ganancia disminuyen para señales fuertes, que es lo que se buscaba.

El circuito trabaja de tal manera que el primer acoplamiento de esta etapa a la siguiente debe ser de bajo *Q* y se deja la conformación de la curva de ganancia para la segunda etapa. La desintonía que se produce se corrige con el pequeño capacitor *C* que vemos en la figura 39.

El detector de video

La señal que se trata en el canal de F.I. es una portadora modulada en amplitud con la información de video y cuya frecuencia se indica en la figura 35. Además acompaña a esa señal una portadora de sonido, cuya amplitud fue rebajada mediante una trampa, con frecuencia también indicada en la figura 35, pero su modulación es en frecuencia. La diferencia en frecuencia entre ambas portadoras es de 4,5 MHz. El gráfico de la figura 40 nos muestra a la izquierda lo que sería un oscilograma de la señal de F.I. de video y a la dere-

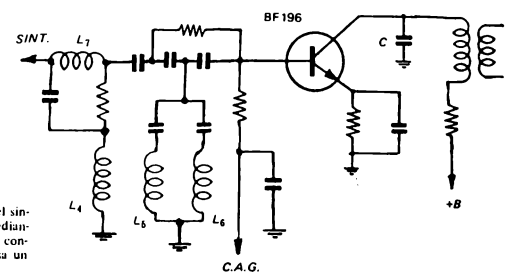


Fig. 39. - Acoplamiento del sintonizador al canal de F.I. mediante un transistor de ganancia controlable. En este caso se usa un BF196.

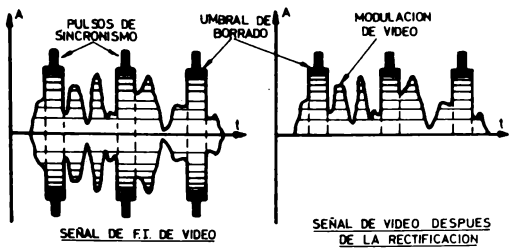


Fig. 40. – Forma de onda de la señal de video antes y después de la detección.

cha lo que queda si aplicamos esa señal a un simple rectificador. Es de notar que en las crestas de la señal de video, y a intervalos regulares, se encuentran los pulsos de borrado y sincronización, de los cuales nos ocuparemos detalladamente más adelante.

Hay que hacer una importante aclaración para no interpretar erróneamente el gráfico de la figura 40 y para ello lo compararemos con el de la figura 29 por ejemplo. El de la figura 29 es un gráfico de los denominados ganancia-frecuencia porque se miden en ordenadas o distancias verticales las ganancias que da un amplificador para cada posición que se considera en el eje horizontal o de abscisas. El gráfico de la figura 40 es de los llamados amplitud-tiempo; en él se tomará horizontalmente las fracciones de tiempo que transcurren y en cada una de ellas se mide verticalmente una amplitud, dada en tensión o en intensidad. Como se ve los dos gráficos son muy diferentes no solo en su aspecto sino en la forma de usarlos o de interpretar sus lecturas. Ahora podemos continuar con el tema.

Entonces, el detector de video es un simple diodo que se conecta en la forma como vemos en la figura 41. No importa el tipo de transformador de F.I. utilizado en el televisor, siempre tenemos un diodo en serie con la señal para producir la rectificación de media onda a que aludimos. La figura 41 muestra uno de los montajes típicos, en este caso el que corresponde al circuito Nº 2 página 56. Si observamos los otros circuitos comprobaremos que no hay grandes diferencias en esta sección del televisor.

Además de la función rectificadora, en el detector se produce un efecto similar al que ocurría en el mezclador del sintonizador. Estamos aplicando allí dos portadoras de distintas frecuencias y por ende se producirá el batido entre las mismas. El resultado de ese batido es complejo, e incluye una señal de frecuencia igual a la suma de las mezcladas, una de frecuencia igual a la diferencia entre ellas y otras más que son de pequeña amplitud y no interesan. Como sabemos, las dos portadoras que llegan al detector tienen frecuencias del orden de los 45 MHz y al mezclarse la suma daría una señal de unos 90 MHz. Esta señal se pierde pues no encuentra circuitos sintonizados a esa cifra. Pero la diferencia entre las dos portadoras es fija y de 4,5 MHz y esa señal la tenemos que aprovechar en el canal de sonido en la forma como veremos más adelante. Se trata de lo que se ha llamado F.I. de audio. Si observamos en el circuito Nº 2 página 56, que a la salida del choque después del detector de video se ve una conexión que tiene un círculo blanco, aclaramos que tal conexión es la que lleva la señal de esa F.I. de audio al canal correspondiente. Lógicamente, de ese choque también se toma señal de video ya extraída de la F.I. de video mediante la detección para ser tratada en el amplificador de video, que es precisamente nuestro tema del capítulo que sigue.

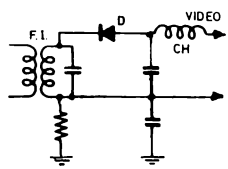


Fig. 41. – Circuito típico de un detector de video que emplea un diodo sólido.

Día 4

Hemos seguido a la señal de TV captada por la antena a través de su tratamiento en el sintonizador y luego en el canal de F.I. que termina en un detector. De allí sabemos que disponemos de la modulación de video y de la portadora de sonido con la modulación de audio que será enviada al canal correspondiente. Esa modulación de video debe ser tratada convenientemente para extraer la parte que corresponde a la imagen propiamente dicha y la parte que comandará los circuitos de sincronismo. En esta oportunidad nos ocuparemos del proceso a que se somete a la parte de video pura o sea la señal que se envía al tubo cinescopio para suministrar la imagen en la pantalla. Como se ha hecho anteriormente, primero analizaremos los circuitos parciales teóricos y luego comprobaremos su aplicación en los esquemas comerciales que se encuentran en el interior de este libro para familiarizar así al lector con las diferencias que los caracterizan. Como en ocasiones anteriores resultará muy útil conocer de antemano la teoría general sobre televisión, ya que no podía ser incluída en esta obra para no extenderla desmesuradamente. Y para todos los que conocen los circuitos valvulares de TV resultará interesante comprobar como algunos circuitos parciales guardan similitud de diseño pero otros presentan variantes totalmente diferentes, debido precisamente al comportamiento distinto de los semiconductores. Más todavía, la evolución ocurrida con los transistores ha permitido simplificar y mejorar la performance de los equipos transistorizados de TV, como ya se ha podido constatar.

EL AMPLIFICADOR DE VIDEO

Para comenzar a ocuparnos de la amplificación de la señal de video debemos antes puntualizar algunas cosas que le atañen directamente. Este tema corresponde netamente a la teoría de la televisión pero repasaremos la parte que consideramos indispensable para entender el tema del presente capítulo. Al hablar ahora de la señal de video nos referimos exclusivamente a la modulación que trae la portadora de video y que está contenida en sus bandas laterales. Esa modulación ocupa un espectro de frecuencias como el que vimos en la figura 29 si tomamos la que corresponde al canal de F.I. y que es la que llega al detector de video. Si tal señal la aplicamos a un osciloscopio podríamos ver lo que nos muestra la figura 40. Bien, al salir del detector solo nos queda una parte después de la rectificación y es la que vemos a la derecha de esa figura 40. Pero allí no tenemos detalles que nos den un panorama claro de la situación.

Sabemos que juntamente con la señal que nos proporcionará la imagen en la pantalla del tubo vienen con la señal de video los pulsos sincronizadores, que harán coincidir los dos barridos en el tubo de imagen con los que se realizan en el tubo captor de la emisora. Además sabemos que en el tubo hay un rayo explorador que cumple un movimiento de vaivén con lento avance y rápido retroceso, al mismo tiempo que esos haces van descendiendo lentamente en la pantalla. Durante el avance el rayo explorador va teniendo densidad variable para dar puntos de mayor o menor luminosidad, pero durante el retroceso conviene borrar esa luminosidad para que no se advierta ese movimiento hacia atrás. Entonces, se usa un pulso de borrado que ennegrece a la pantalla durante ese lapso, cosa que el observador no percibe. El pulso de borrado también viene con la modulación de video y se indica en la figura 40; durante ese lapso pueden realizarse otras operaciones como son las

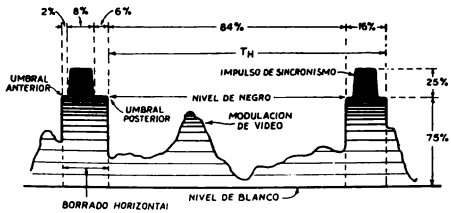


Fig. 42. Forma de onda de la señal de video durante un ciclo de la exploración horizontal de la pantalla.

de captar los pulsos sincronizadores para aplicarlos a los generadores de los barridos. Como no estamos usando la señal de video como generadora de imagen, las operaciones mencionadas no perturban a la sección que la forma.

La señal de video

Resulta así que es necesario analizar con mayores detalles a la señal de video tal como la obtenemos a la salida del detector, que será la entrada del amplificador de video, nuestro tema actual. Para ello nos remitimos a la figura 42 que muestra mayores detalles que las anteriores citadas.

En nuestro medio se emplea la modulación negativa para la información de imagen, es decir que a falta de señal la pantalla se ve blanca y a mayores niveles de señal llega al negro. Los puntos intermedios dan los grises. Como vemos en el gráfico se usa el 75% para modular la información de video y el 25% restante para sobremodular los pulsos sincronizadores por encima de los llamados umbrales. Del tiempo que dura un barrido horizontal el 84% se usa para dar la luminosidad que corresponda al punto explorador y el 16% restante se emplea para el borrado, dentro del cual hay un 8% de ancho para los pulsos de sincronización.

Si analizamos la parte de video pura, ese 84% en tiempo y 75% en amplitud, veríamos que su forma de onda es caprichosa y por lo tanto tiene un rico contenido en armónicas. O sea que contiene señales senoidales que van desde una frecuencia muy baja hasta límites superiores que hubo que fijarlos convencionalmente. Bien, se considera que la señal de video contiene componentes tan bajas como las de frecuencia cero, o sea corriente continua, hasta las de 4 MHz que se fija como límite superior. En cuanto pensamos en que debemos disponer de un amplificador capaz de tratar señales con tales características comprendemos que la tarea no es simple.

Las propiedades que debe presentar tal amplificador se complementan con las cifras necesarias. El detector de video de los televisores transistorizados entrega una señal de unos 3 Volts y el tubo de imagen necesita unos 60 Volts para gobernar la densidad del haz catódico. Luego, nuestro amplificador debe tener una ganancia total de 20 en cifras redondas. Actualmente son comunes los transistores que dan ese grado de amplificación con una sola unidad, de modo que parecería que basta un transistor, pero veremos de inmediato que se emplean dos en la generalidad de los casos. Para justificarlo no hay más que analizar el comportamiento del amplificador en los dos extremos del espectro de frecuencias.

Comportamiento en frecuencias bajas

Si echamos un vistazo a la figura 1 vemos los capacitores C_1 y C_2 que son los de acoplamiento entre etapas de un amplificador. Se colocan para aislar las tensiones continuas que polarizan electrodos distintos, pues C_1 separa un colector de una base y C_2 el colector de la etapa dibujada de la base del colector que sigue. Como las bases y los colectores tienen tensiones diferentes, hay que colocar esos capacitores. Pero la impedancia de un capacitor aumenta cuando baja la frecuencia y como está conectado en serie con la señal se producirá en él una caíd. de tensión que será mayor cuanto más baja sea la frecuencia. O sea que las componentes de la señal de video que tienen frecuencias bajas serán menos amplificadas y eso perturbará el realismo de la imagen.

Comportamiento en frecuencias altas

Las componentes de alta frecuencia de la señal de video encuentran muy baja impedancia en los capacitores de acoplamiento, de modo que ellos no constituyen problema. Pero en cambio tienen importancia los capacitores que aparecen derivados

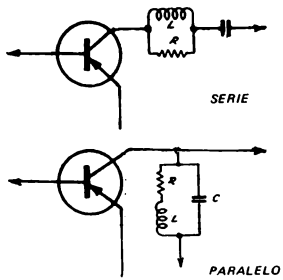


Fig. 43. – Los dos tipos de compensación de la ganancia para cancelar las pérdidas que se ocasionan en el circuito.

y no en serie. Tales capacitores están representados por las capacidades parásitas de los transistores, de los cables de conexiones contra masa, de los zócalos, etc. Esas capacidades derivadas son de bajo valor pero cuando las frecuencias son muy altas forman derivaciones a masa de baja impedancia y ocasionan pérdida de la ganancia que produce también falta de realismo en la imagen.

La situación planteada se agrava por la presencia de un capacitor derivado en el detector de video, el cual puede verse en la figura 41. Tal capacitor es indispensable para completar la rectificación de los semiciclos de la señal de video, tal como se explicó para el capacitor C de la figura 20.

En resumen, el amplificador de video deberá ser compensado para frecuencias bajas y altas a fin de modificar sus características de diseño que se hace para las frecuencias medias. Este asunto no es privativo de los televisores transistorizados pues también se presenta en los valvulares.

Compensación de ganancia

Desde que la pérdida de amplificación se produce por el efecto de reactancia capacitiva, surge de inmediato que la manera de compensarla es utilizar la reactancia que tiene comportamiento contrario a la capacitiva y es la inductiva. En efecto, un bobinado tiene una impedancia que aumenta con la frecuencia, al revés que el capacitor. Luego, insertando bobinados en el circuito se puede compensar el efecto pernicioso de las capacidades.

Hay dos maneras de proceder y se indican en la figura 43: la compensación en serie y la compensación en paralelo y se llaman así por la ubicación que toman en el circuito con respecto al camino de la señal o a los transistores. Si consideramos primero la compensación en serie, sabemos que ella tiende a eliminar la pérdida de ganancia que ocasionan los capacitores que quedan en serie con la señal y atenúan las frecuencias bajas de la señal de video. La bobina con que se cancela tal pérdida suele llevar un resistor derivado para atenuar la agudeza de su acción.

La compensación en paralelo se llama así por quedar, a los efectos de la señal, en paralelo con el transistor amplificador. Como se incorpora para cancelar la atenuación de ganancia que producen los capacitores derivados para frecuencias altas de la señal de video también se la llama compensador para frecuencias altas. En la figura 43 aparece el resistor de carga R del transistor y el capacitor C que representa a las capacidades parásitas cuyo efecto se quiere cancelar.

La compensación hecha por los dos métodos anteriores tiende a lograr resonancia entre la capacidad causante del mal y la bobina que se agrega para corregirlo. Por este motivo a los integrantes de estos sistemas se los llama *compensadores resonantes*. Hay otro método para lograr la compensación de pérdida de ganancia y es el llamado por *realimentación;* es el que nos muestra la figura 44.

Este sistema consiste en colocar en el emisor un resistor R que ocasiona una caída de tensión igual para todas las frecuencias de las señales. Derivado sobre el mismo va un capacitor C que tiene alta impedancia para frecuencias bajas y baja impedancia para frecuencias altas. De este modo se produce una discriminación en la ganancia de la etapa que depende de la frecuencia, tal como si hubiere una realimentación a frecuencias bajas que disminuye cuando aumenta la frecuencia.

La etapa a seguidor de emisor

Un inconveniente importante que se presentó

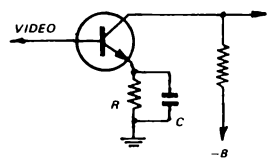


Fig. 44. – Tipo de compensación que se consigue por realimentación de emisor.

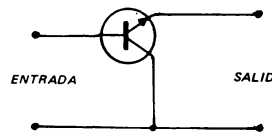


Fig. 45. – El montaje de colector común llamado seguidor por emisor.

cuando se quiso transistorizar los televisores fue que el transistor tiene baja impedancia de entrada, o sea baja resistencia y alta capacidad. Si aplicamos a un transistor la señal detectada de video se produce una fuete caída de ganancia para las frecuencias altas por estar derivadà esa capacidad parásita. Para compensar tal situación podría incluirse un efecto contrario de tipo inductivo pero la pérdida de potencia sería considerable y habría que aumentar la ganancia del amplificador de F.I.

La solución adoptada fue otra, ya que se pensó en una etapa amplificadora montada a colector común (recordar figura 9) que debido al efecto que realiza se denomina amplificador a seguidor de emisor. La figura 45 lo esquematiza para su mejor comprensión; se trata de aplicar la señal a la base y obtener la salida del circuito de emisor. Ya dijimos al ocuparnos de la figura 9 que este montaje presenta una curiosa situación: la amplificación de la etapa es nula y se produce una inversión de las características internas, ya que ofrece alta impedancia y baja capacidad a la entrada mientras que hay baja impedancia de salida.

Las ventajas que tiene este montaje lo han hecho adoptar por la gran mayoría de los fabricantes de televisores, y como ejemplo damos en la figura 46 el correspondiente al SONY modelo TV120. La señal del detector de video se aplica a la base del transistor y de su circuito de emisor se toma la señal de video que, sin haber sido amplificada, va a la verdadera etapa amplificadora.

Pero en el circuito notamos otras cosas. En el circuito de emisor hay una trampa serie resonante en 4,5 MHz que tiene por objeto evitar que la portadora de sonido vaya al circuito amplificador de video, pues produciría perturbaciones. Por el contrario, como necesitamos esa portadora colocamos un circuito sintonizado paralelo en el colector, sintonizado también a 4,5 MHz y de allí tomamos la señal de sonido para llevarla al canal de audio correspondiente. Y todavía hay más: del circuito de salida de emisor se toma una conexión que va a los conjuntos de sincronización, pués los pulsos aparecen conjuntamente con la señal de video y el hecho de que también vayan hacia el tubo de imagen no molesta pues sabemos que durante el retroceso del barrido la pantalla permanece negra. De los circuitos de audio y de sincronización nos ocuparemos más adelante.

Amplificador final de video

De acuerdo con lo que hemos dicho la primera etapa del amplificador de video no se comporta como amplificadora sino como adaptadora de impedancia, de modo que seguimos teniendo una señal de video con una tensión de unos 3 Volts y necesitamos unos 60 Volts. Luego, hay que agregar una verdadera etapa amplificadora, la que tendrá un montaje clásico de emisor común e incorporará los sistemas compensadores que han sido mencionados.

De los numerosos circuitos comerciales tomaremos el SONY TV120 que mostramos en la figura 47 y analizaremos lo que se ve allí. Desde el detector de video la señal encuentra inductancias compensadoras en serie hasta llegar a la base del primer transistor que tiene montaje de colector común o seguidor de emisor. Esta etapa tiene la configuración que vimos en la figura 46 de modo que no insistiremos en ella. Del seguidor pasamos a la etapa amplificadora que tiene un transistor 2SC470 perteneciente a la serie de alta tensión de trabajo pués ha sido diseñado para una tensión máxima de 300 Volts, una ganancia de 20 y una frecuencia límite de 80 MHz. Esta etapa tiene compensación en paralelo en el circuito de colector y la señal de video se aplica directamente al cátodo del tubo de imagen.

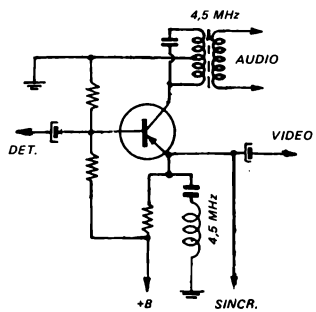


Fig. 46. – Etapa preamplificadora de video por seguidor por emisor que es la más usada en los televisores.

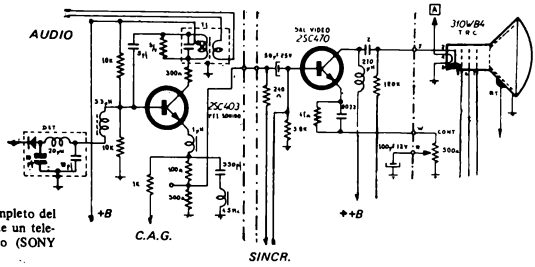


Fig. 47. – Circuito completo del amplificador de video de un televisor de nuestro medio (SONY TV120)

Las salidas de conexiones diversas que se observan son las de alimentación, que para la etapa seguidora es el *+B* general del circuito y para la etapa amplificadora es una tensión reforzada *++B* que se toma del circuito de barrido horizontal. Salen además conexiones para el sistema de sincronismo y para el C.A.G., asuntos de los que nos ocuparemos más adelante.

Otros televisores usan para el amplificador de video transistores tipo BF177 que trabaja con 60 Volts y sirve para televisores de pantalla de 30 y de 35 cm., o el tipo BF178 que trabaja con tensiones hasta 115 Volts y se usa para televisores mayores.

Control de contraste

La existencia de varias emisoras en las zonas de captación o las posibilidades de captar señales muy cercanas y otras de procedencia más alejada, agregado a las diferentes potencias de las emisoras hace que las señales de video tengan distintas amplitudes al llegar al tubo de imagen. La acción del C.A.G. tiene una eficacia relativa pues si bien logra nivelar la amplitud de las portadoras, ese efecto no es completo. Si la señal de video tiene amplitud excesiva la escena aparece ennegrecida o sea con exceso de contraste y debe incorporarse un dispositivo que permita reducir tal exceso. Por ello todos los televisores tienen al alcance del usuario el *control de contraste*. No debe confundirse esto con el control de brillo que opera sobre la luminosidad general de la pantalla y que no tiene nada que ver con la señal salvo en el hecho de que generalmente al regular el contraste suele ser necesario retocar el brillo para mantener una imagen agradable. El control de brillo pertenece al circuito del tubo de imagen y no se vincula a los de tratamiento de la señal, por lo cual será mencionado al ocuparnos de tal acción. Ahora debemos tratar el control de contraste.

Desde que el contraste depende de la amplitud de la señal de video, la primera idea que surge es controlarlo mediante un simple *divisor de tensión* potenciométrico, tal como el que vemos en la figura 48. Esto recuerda a los controles de volumen de los receptores de radio, solo que en estos la influencia de las capacidades parásitas no era tan importante. En la señal de video tales capacidades producen discriminación de frecuencias, o sea amortiguan algunas frecuencias y no las restantes. Por este motivo se suele ubicar tal potenciómetro para el control de contraste después de la primera etapa, o sea a la salida del seguidor emisivo, tal como se colocó en la figura 48.

Pero la mayoría de los circuitos comerciales utilizan otro sistema que se denomina por realimentación. Si recordamos el efecto del resistor colocado en el emisor del transistor de la figura 44, que producía una realimentación variable, y reemplazamos ese resistor fijo por uno variable,

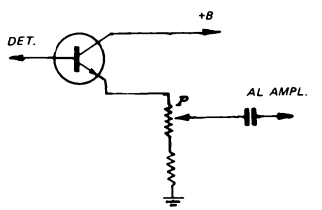


Fig. 48. – Control de contraste por el método del divisor de tensión, que actúa como un control de volumen común.

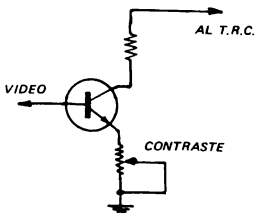


Fig. 49. - Control de contraste por realimentación que actúa graduando la amplificación de la etapa.

tenemos el circuito de la figura 49 que es el control de contraste más usado en los televisores de nuestro medio. Cuando el cursor del potenciómetro está en el extremo inferior queda intercalada toda su resistencia y el contraste será mínimo y cuando se anula al resistencia al subir el cursor, el contraste será máximo.

Algunos circuitos comerciales no conectan a masa directamente el cursor sino a través de un capacitor de alto valor, cosa que vemos en la figura 47 para el SONY TV120. El objeto es hacer que la actuación sobre el contraste no afecte la polarización de emisor y como el capacitor aisla ese camino para la continua el sistema cumple con tal premisa.

Análisis de circuitos comerciales

Una vez estudiados los montajes más difundidos del amplificador de video transistorizado vamos a analizar los circuitos comerciales que se encuentran en este libro y que representan en cierto modo a los prototipos más conocidos en nuestro medio. Podrá comprobarse que hay pocas variantes entre los mismos ya que sobre la base de las consideraciones realizadas a lo largo del presente capítulo queda poco margen para la elección de montajes que se aparten de los que resultaron más convenientes.

Circuito Nº 1, página 40 (DELM). Este circuito incorpora, a la salida del detector de video y previo a la etapa amplificadora final de video, un circuito integrado tipo CA3120, de modo que el tratamiento del mismo queda para cuando nos ocupemos de la inclusión de los C.I. en los televisores transistorizados. Podemos observar, no obstante que tiene control de contraste a divisor de tensión, que usa compensación en paralelo con la bobina de 270 microhenry y que tiene una trampa para 4,5 MHz en el emisor del transistor amplificador. Este es un 2SC1012 que trabaja con 135 Volts.

Circuito Nº 2, página 56 (FAPESA). Aquí podemos notar con toda claridad la etapa a seguidor de emisor con el transistor TR10: BC148 y la etapa amplificadora con el transistor TR201: BF177 que trabaja con 100 Volts. La compensación es del tipo serie y la integran las bobinas L_9 y L_{17}. Hay una trampa para 4,5 MHz en el emisor de TR10 y la señal de audio se toma del detector, antes del amplificador de video. El contraste es por realimentación en el emisor de TR201 sin separación de la continua. Cabe acotar que toda la sección amplificadora propiamente dicha se integra a un circuito impreso que comprende al zócalo del tubo.

Circuito Nº 3, página 72 (HITACHI). Usa etapa adaptadora a seguidor de emisor con TR7 y amplificador con el TR154. La compensación es en serie para la primera etapa a la salida del detector y en serie y en paralelo en la etapa amplificadora. La toma de sonido se hace en el colector del seguidor y el contraste se regula por realimentación, si bien aaprecen allí una serie de refinamientos que tienden a mejorarlo. En el emisor de TR7 vemos la trampa de 4,5 MHz.

Circuito Nº 4, página 88 (MOTOROLA). Vemos aquí las dos etapas clásicas: el seguidor de emisor (Q_7 y el amplificador (Q_8. Hay compensación de ganancia tipo serie con las bobinas L104, L105 y L107. La toma de sonido se hace en el colector del seguidor y la trampa de 4,5 MHz es del tipo de resonancia paralelo y por lo tanto se coloca en serie con la señal (T105). El control de contraste es por realimentación en el emisor del amplificador.

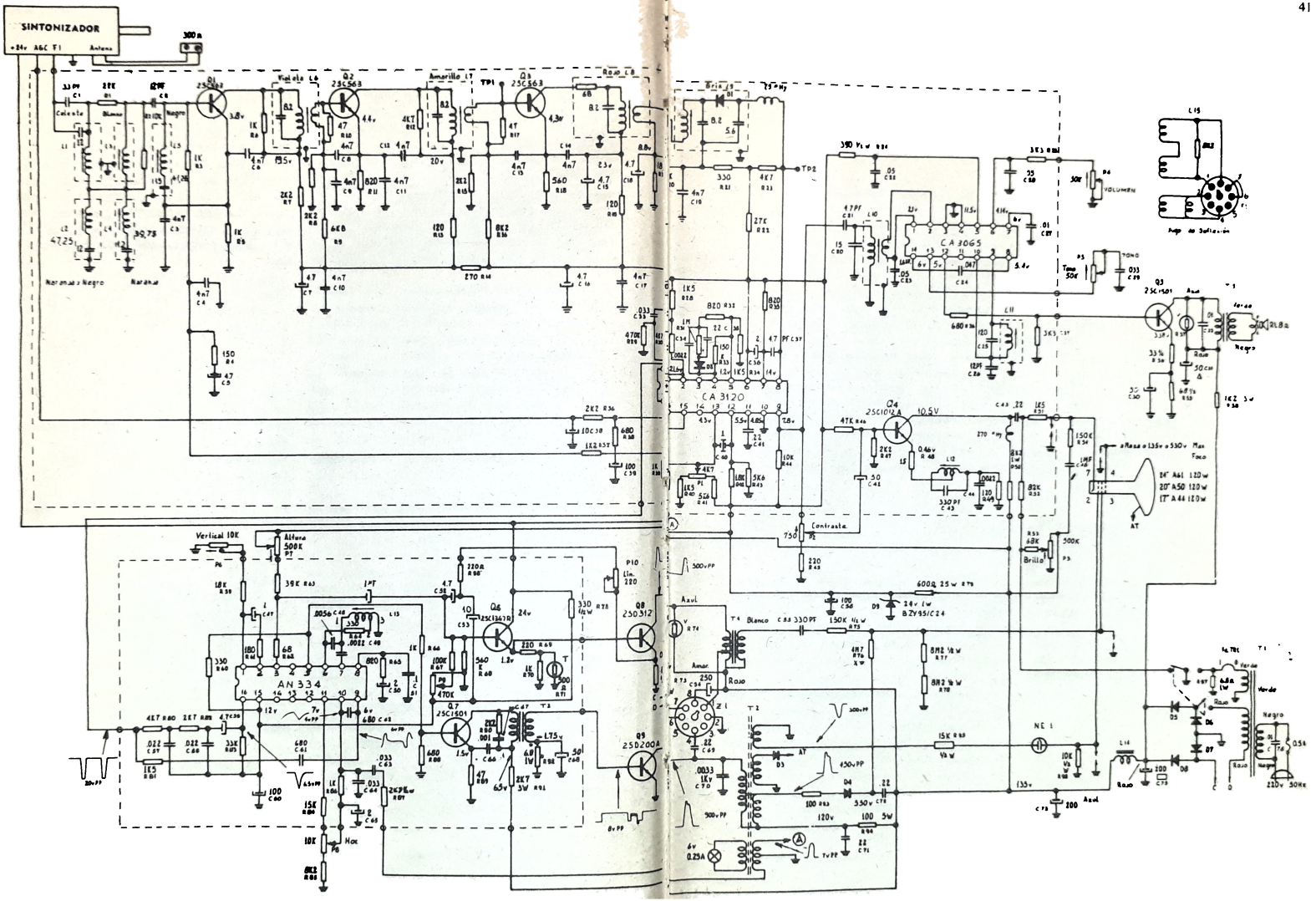
Circuito Nº 5, página 105 (NATIONAL). También tenemos aquí el clásico seguidor de emisor con el CS1303 y el amplificador con el 2SC58A. El sonido se toma del colector del seguidor y la compensación de ganancia es del tipo serie desde el detector hasta el final, pero hay una compensación paralelo con una bobina de 125 microhenry a la salida del detector, la que, por lo tanto, está derivada. La trampa de 4,5 MHz de resonancia paralelo se intercala en serie desde el emisor del seguidor. El contraste se regula por realimentación en el circuito de emisor del amplificador.

Circuito Nº 6, página 120 (NOBLEX). Tiene un seguidor de emisor con el TR9 y un amplificador convencional con el TR10, este último un tipo BF178 que trabaja con 130 V. La compensación es en serie, la toma de sonido se hace en el emisor

del seguidor y la trampa de 4,5 MHz va en el emisor del amplificador final. El contraste es por divisor de tensión en la entrada de base del amplificador.

Circuito No 7, página 136 (PHILCO). Este circuito presenta una configuración que aparenta cambios respecto de los montajes que hemos visto en los otros. Pero la entrada es un transistor en montaje seguidor (Q_9) cuya salida por emisor se aplica a la base del amplificador Q_{15}. La toma de sonido se hace en el colector de Q_9 y en este circuito encontramos dos trampas de 4,5 MHz: una de ellas está en el emisor de Q_9 y la otra en la salida de colector del mismo transistor. La compensación de ganancia es del tipo serie en la entrada de Q_9 y en la salida de Q_{15}. El contraste se realiza por divisor de tensión y se halla en el circuito de colector de Q_{15}.

Circuito Nº 8, página 152 (SONY). Siguiendo con el sistema clásico encontramos aquí la etapa a seguidor de emisor, sólo que vemos que este circuito puede trabajar con una sola o con dos etapas previas, seleccionando tal operación con una llave. La etapa amplificadora tiene un 2SC470 y el contraste se regula por realimentación en el emisor de ese transistor. La toma de sonido se hace en el colector del primer seguidor y la trampa de 4,5 MHz se halla en el circuito de emisor del mismo. La compensación de ganancia es del tipo serie en la entrada y salida de la primer etapa y de los dos tipos, serie y paralelo, en la etapa final.


SINTONIZADOR
+24v AGC FI Antena
300 Ω
Q1 2SC563
Q2 2SC563
Q3 2SC563
Violeta L6
Amarillo L7
Rojo L8
Naranja y Negro
Naranja
TP1
TP2
Brillo
Contraste
VOLUMEN
TONO
CA 3065
CA 3120
Q4 2SC1012A
Q3 2SC1501
Azul
Verde
Negro
Rojo
50cm Δ
Rosa o 135v o 530v Max Foco
24" A61 120w
20" A50 120w
17" A44 120w
AT
Vertical 10K
Altura 500K
AN 334
Q6 2SC1367B
Q7 2SC1501
Q8 2SD312
Q9 2SD200A
Blanco
Amar.
Rojo
NE 1
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D9 24v 1W BZY95/C24
6v 0.25A
TV PP
Hor.

Día 5

Ya tenemos señal de video en el tubo de imagen que se encargará de ir dando el punto luminoso, en cada posición que ocupa en la pantalla, una luminosidad acorde con la que tenía un punto de igual ubicación en la escena captada. Más adelante estudiaremos los circuitos encargados de mover a ese punto a lo largo y a lo alto del frente del tubo de imagen, que son precisamente las secciones de la deflexión que se sincroniza con igual operación en el transmisor mediante pulsos que vienen con la señal captada. Pero un programa de televisión tiene imagen y sonido y sabemos que este último también está contenido en la modulación de la señal captada, en forma de una portadora modulada en frecuencia. Ahora debemos ocuparnos de la sección del televisor que toma esa portadora modulada y la somete a un tratamiento que consiste en amplificarla, extraerle la modulación de audio, amplificar la señal de audio y enviarla al parlante. Dicho así parece que estamos hablando de un receptor de radio y en cierto modo podría hacerse tal comparación siempre que nos refiramos a uno de frecuencia modulada, ya que ese es el tipo de modulación que tiene el sonido en la televisión de nuestro medio. Como en capítulos anteriores, nos ocuparemos del análisis teórico de cada etapa y luego comprobaremos en los circuitos comerciales la forma en que cada fábrica solucionó su proyecto, logrando de este modo que el lector se familiarice simultáneamente con la teoría y con la realidad que encontrará en su mesa de trabajo.

EL CANAL DE SONIDO

Ya sabemos que la señal de TV captada trae consigo dos portadoras separadas entre sí por 4,5 MHz. Una de ellas está modulada en amplitud y contiene toda la información de imagen además de los pulsos de borrado y sincronización; la otra está modulada en frecuencia y contiene la señal de audio que llevará el sonido al parlante. En el conversor se rebaja la frecuencia de ambas portadoras, según lo hemos ya estudiado, y resulta además que al pasar al canal de F.I. de video se invierten las colocaciones en el espectro de frecuencias entre las portadoras de video y de sonido (recordar figuras 22 y 29) pero manteniendo siempre la diferencia de 4,5 MHz, entre ambas. Además en el canal de F.I. se reduce la amplitud de la portadora de sonido hasta menos del 10% de la que tiene la portadora de video y se dijo que era para evitar interacciones con la señal de video. Comencemos por aclarar ese detalle.

Cuando nos ocupamos de la figura 35 vimos que la portadora de sonido quedaba reducida en su amplitud por efecto de una trampa de onda de 41,25 MHz que dejaba una amplitud residual de menos de una décima de la original. Luego, al tratar la forma de onda de la señal de video vimos en la figura 42 que la modulación tenía su nivel cero en el blanco puro. Si el nivel mínimo de la modulación de video disminuye hasta muy cerca del eje de blanco, digamos por debajo de un 10% de la amplitud máxima o umbrar de negro, puede ocurrir que esas variaciones de amplitud afecten a la amplitud de la portadora de sonido.

Por tal motivo, o sea para evitar toda interacción entre video y sonido, es que la modulación de video no se hace con profundidad completa sino que se limita a una profundidad mínima del 10%, según lo muestra la figura 50. De este modo la portadora de audio, que no alcanza a ese nivel, nunca podrá ser afectada por la modulación de video. Entonces la modulación de video se hace dentro de una franja que abarca desde un 10%

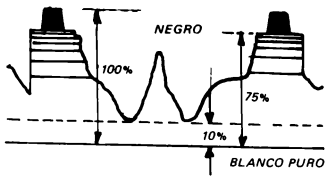


Fig. 50. – Proporciones en la modulación de video, notándose la reserva del 10% para ubicar a la portadora de sonido.

hasta un 75% de la amplitud máxima disponible. Desde el nivel de 75% hacia arriba se reserva para los pulsos sincronizadores y desde el 10% para abajo se deja libre para la portadora de sonido.

La F.I. de 4,5 MHz resultante

Hemos dicho en el capítulo anterior que cuando llega al detector de video la señal de F.I. que tiene dos portadoras, la de video y la de sonido, y que ahora sabemos que tienen muy diferente amplitud, se produce un efecto similar al que ocurre en el mezclador del conversor: se origina un batido entre ellas y resulta una serie de señales que tienen frecuencias tales como la suma y la resta de las dos mezcladas, parte de las originales y parte de múltiplos de esas mismas. Como nosotros necesitamos únicamente la modulación de video y la portadora de sonido con su modulación, ponemos a la salida del detector un circuito sintonizado a 4,5 MHz que es la diferencia de frecuencia entre las dos portadoras y obtenemos en el mismo la nueva F.I. de sonido que conserva toda su modulación original. Las otras frecuencias resultantes de la mezcla se eliminan porque no encuentran circuitos sintonizados a sus respectivos valores. La modulación de video sigue su camino al amplificador de video y para evitar que aparezca allí parte de la F.I. de 4,5 MHz se coloca en todos los casos una trampa absorsora sintonizada a tal frecuencia. Esto lo hemos visto en todos los circuitos comerciales estudiados. Y además, se ha comprobado que de los 8 circuitos que tenemos a la vista, 7 tienen la toma de sonido mediante un circuito sintonizado en el seguidor de emisor y sólo uno, el Nº 2, toma el sonido directamente del detector. Como el seguidor no suministra ganancia esa diferencia no significa que se obtenga distinto nivel de la F.I. de audio en uno u otro montaje, pero podemos sacar la conclusión de que la toma en el seguidor emisivo es la más generalizada.

Entonces el canal de F.I. de sonido empieza con la toma sintonizada y luego debemos amplificar tal señal, para llevarla a niveles suficientes para ser sometida a la demodulación, extrayendo así la señal de audio que, previa amplificación, irá al parlante.

El amplificador de F.I. de sonido

Para encarar la descripción de las diversas secciones que integran el canal de sonido de un televisor transistorizado debemos hacer primero una enumeración de las mismas por la diversidad de funciones que cumplen, cosa que no ocurría en el canal de F.I. de video. Para ello consideramos conveniente presentar un circuito completo de un canal de sonido, que vemos en la figura 51, en el que no debe buscarse similitud con los que aparecen en los esquemas comerciales ya analizados.

Tenemos allí la entrada de la F.I. de sonido con frecuencia de 4,5 MHz, que se toma del amplificador de video, generalmente del seguidor emisivo. El circuito sintonizado que vemos a la entrada puede ser de cualquier tipo, pero como debe proporcionar tensión útil lleva sintonía en paralelo. A través de C_1 se entra al transistor T_1 que es el amplificador de señal y siempre mediante un acoplamiento sintonizado pasamos a la segunda etapa, transistor T_2 que cumple una misión diferente: es un limitador de amplitud cuyo comportamiento estudiaremos en detalle. De allí pasamos al demodulador de F.M. ya que sabemos que la modulación de la portadora de sonido es en frecuencia. Tal dispositivo tiene dos diodos y su funcionamiento será descripto detalladamente. Ya tenemos extraída la modulación que no es otra cosa que la señal de audio.

Ahora debemos obtener la potencia de audio necesaria para aplicarla al parlante y eso se consigue mediante un amplificador que tiene una etapa amplificadora, una etapa excitadora del amplificador final y éste, que es un amplificador de potencia; en el caso del circuito propuesto se trata de una etapa de salida en disposición simétrica en clase B, pero hay televisores que usan etapas simples en clase A.

El circuito de la figura 51 tiene sólo carácter orientador, de modo que no debe buscarse en él una configuración de modelo. Cuando analicemos los circuitos comerciales que tenemos en este libro podremos compararlos entre sí y verificar las diferencias, no debiendo descartarse que alguno se le parezca de manera destacable.

Ahora podemos pasar a analizar la primer etapa o sea la amplificadora de F.I. propiamente dicha.

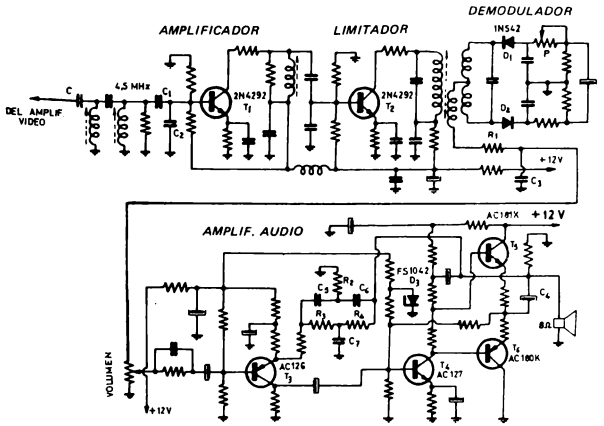


Fig. 51. – Circuito típico de todo el canal de sonido de un televisor transistorizado desde la entrada de F.I. hasta el parlante.

Tomaremos como modelo la que muestra la figura 52, precisamente por pertenecer al circuito Nº 2 que es el único que toma sonido directamente del detector de video, pues los otros siete circuitos que tenemos lo toman en el seguidor emisivo. Claro, al tomar la señal desde el detector tenemos allí alta impedancia y entonces debemos hacer una entrada adaptadora para que sea compatible con la baja impedancia de base del transistor. A ello se debe el divisor capacitivo de tensión con relación 5:1 que forman C_1 y C_2. Similar situación se presenta a la salida y hay allí otro divisor capacitivo con idéntica relación de impedancias. Ambos bobinados, el de entrada y de salida se sintonizan a 4,5 MHz mediante núcleos deslizables. Los elementos de polarización tienen valores adecuados al transistor utilizado, que es un BC148, y pueden consultarse en el circuito Nº 2, página 56.

. Los circuitos amplificadores de los otros esquemas comerciales que tenemos en el libro no presentan variantes de importancia. En el del Nº 3, página 72, en lugar de divisor capacitivo para adaptar impedancias usa transformador reductor como acoplamiento, solución que también vemos en el Nº 5 página 104, en el 7, página 136 y en el 8, página 152. Los otros esquemas no mencionados tienen circuitos integrados para el amplificador de F.I. de sonido.

El limitador de amplitud

Una de las ventajas de la modulación de frecuencia sobre la de amplitud es la de que es inmune a los ruidos que se superponen a las crestas de audio en la segunda de las nombradas; esos ruidos pueden eliminarse totalmente en la primera. En efecto, dado que tales ruidos modifican la altura de crestas, como en la modulación de frecuencia

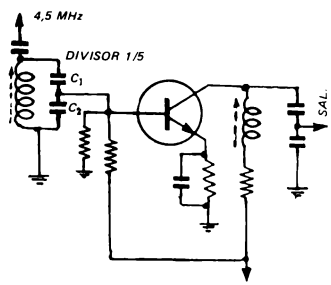


Fig. 52. – Una etapa típica amplificadora de F.I. de sonido.

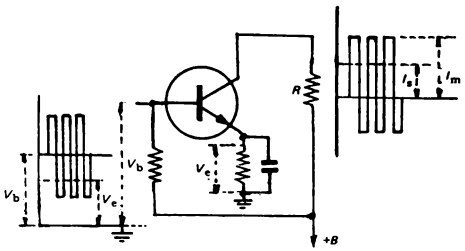


Fig. 53. – Montaje y estudio del funcionamiento de la etapa limitadora de amplitud del canal de sonido.

podemos mantener la amplitud constante no se reproducirán los ruidos. Dicho en otras palabras, cualquier señal espúrea que se mezcla con una portadora modulada en amplitud deforma la cresta de esa modulación y llega al reproductor de sonido. En el caso de que la portadora sea modulada en frecuencia, podemos mantener su amplitud constante y entonces las deformaciones de cresta no se producen y las señales espúreas quedan eliminadas. Además de tal ventaja también tenemos con la F.M. la de poder modularse con mayores frecuencias de audio y por ello la reproducción del sonido resulta de mayor fidelidad. Pero volvemos a la primer ventaja.

Para aprovecharla debemos incorporar al canal de audio un dispositivo que mantenga la amplitud de la señal lo más uniforme posible y evitar así la superposición de ruidos. Ese dispositivo es la etapa limitadora de amplitud que ahora estudiaremos. Esta etapa existió siempre en los televisores valvulares, de modo que debemos analizar la manera de obtener tal limitación con un transistor.

Para tal fin veamos lo que ocurre en la figura 53 que nos recuerda a la figura 14. Hay allí un transistor al cual se le han dado polarizaciones muy bien graduadas. Interesa muy especialmente la polarización de base V_b y la de emisor V_e, menor que la anterior. Supongamos que aplicamos a la entrada de base una señal, la cual se representa como una tensión alterna, cuya amplitud positiva se suma a la polarización de base, mientras que la amplitud negativa se resta. Dejemos las amplitudes positivas y ocupémosnos de las negativas; mientras la cresta negativa de la señal no baje de un valor que coincida con V_e la base tiene una tensión que supera a la de emisor y habrá corriente de base, pero si esos picos negativos bajan más que la cifra V_e la tensión resultante de base es menor que la de emisor y deja de circular corriente de base. Luego, obtenemos una limitación de los picos negativos de la señal.

Ahora veamos al circuito de colector y veamos lo que ocurre al superponer a la polarización de ese electrodo la señal alterna que se ha amplificado. Los picos negativos de esa señal los hemos dibujado

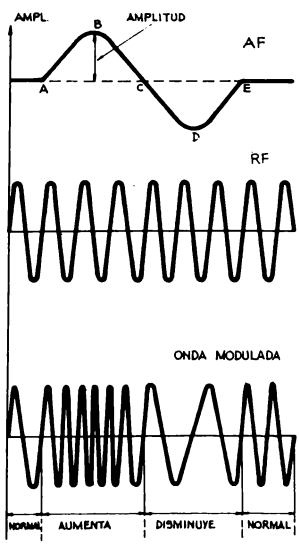


Fig. 54. – Gráfico que muestra la forma cómo se produce la modulación de frecuencia.

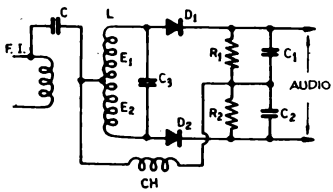


Fig. 55. – Circuito del demodulador de F.M. denominado discriminador de frecuencias; es la variante de Foster y Seeley.

más cortos, suponiendo que ha actuado la acción limitadora de la base. En colector hablaremos de la corriente circulante por el resistor R, la cual produce en él una caída de tensión y nos da la señal de salida como una tensión continua, superpuesta a la cual tenemos la señal alterna. Un transistor tiene un valor máximo de corriente de colector que no puede ser superado, y que es la corriente de saturación I_s. Si la señal pretende alcanzar en los picos positivos de la señal alterna un valor I_m máximo, mayor que el de saturación, eso no puede ocurrir. Simplemente pasa que los picos positivos se achatan hasta el límite I_s.

Y ahora, revisando las dos situaciones comentadas vemos que hemos obtenido dos limitaciones: una en los picos negativos y otra en los positivos de la señal, y si se gradúan las polarizaciones convenientemente, esas dos acciones pueden lograr que ambos picos queden limitados a iguales valores, unos hacia abajo y otros hacia arriba. Bien, esto es el limitador de amplitud que necesitábamos y que incorporan todos los televisores en el canal de sonido. Y es lógico que la eficacia del mismo será mayor si se ubica después del amplificador porque así sólo nos ocupamos de limitar los valores máximos pues los mínimos son superados seguramente. Tendremos así una señal que puede tener variaciones de frecuencia pero no de amplitud, como debe ser la de F.M. para ser insensible a los ruidos.

El demodulador de F.M.

Del limitador sale una señal que tiene amplitud constante pero sufre variaciones de frecuencia que se han producido siguiendo alteraciones normales de la señal de audio. Para tener una idea de este proceso mostramos tal situación en la figura 54. Vemos arriba un ciclo de la señal de audio que quiere usarse para modular a la portadora de alta frecuencia que vemos en el gráfico central. Mediante un proceso modulante alteramos la frecuencia de la portadora aumentándola para el semiciclo positivo de la señal de audio y disminuyéndola para el negativo. O sea que las variaciones de freeuencia de la portadora son proporcionales a las amplitudes de la señal de audio y esa operación se hace tantas veces por segundo como ciclos tenga la señal de audio en ese segundo. Es decir que el ritmo de variaciones de frecuencia de la portadora sigue a la frecuencia de audio modulante. Luego, para obtener el sonido original en el demodulador debemos conseguir las dos características de ese sonido: frecuencia y amplitud.

La frecuencia se obtiene automáticamente, ya que el ritmo de las variaciones de frecuencia de la portadora es el que necesita el cono del parlante para vibrar. Pero tales vibraciones deben tener amplitudes mayores o menores, concordantes con la onda sonora original. Esto nos lleva a que debemos transformar variaciones de frecuencia de la portadora en variaciones de amplitud.

Veamos cómo se logra el objetivo recién señalado. La figura 55 nos muestra la configuración del circuito que se llama *discriminador de frecuencias* y que es una mejora que se debe a Foster y Seeley sobre un diseño original poco práctico. Consta de un transformador de F.I. cuyo primario se conecta al colector del transistor limitador de

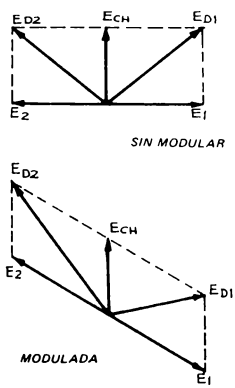


Fig. 56. – Diagrama vectorial correspondiente al discriminador de frecuencias.

amplitud y cuyo secundario se aplica a dos diodos, los que a su vez van aplicados a dos series, una de resistores y otra de capacitores. Además ese secundario tiene un punto medio al cual se conecta un bobinado de choque que se une al punto o centro eléctrico de los juegos de resistores y capacitores. Aclaremos también que el centro de L se une al primario a través de C.

En ausencia de modulación, o sea cuando la portadora es una señal pura de 4,5 MHz, el secundario L con C_3 están en resonancia y se comportan como un resistor puro. Además el choque CH es una inductancia pura. Luego, las tensiones desarrolladas en cada mitad de L y la que se desarrolla en CH están en cuadratura vectorialmente, tal como lo representamos en el diagrama de la figura 56, parte superior. Como la corriente circula desde el centro de L hacia el centro eléctrico de R_1 y R_2, las tensiones E_1 y E_2 están en oposición de fase. A los diodos se aplican las tensiones resultantes $(E_1 + E_{CH})$ y $(E_2 + E_{CH})$ sumas vectoriales, por supuesto. Nótese que esas dos tensiones resultantes son iguales y por lo tanto entre extremos de la serie R_1 y R_2 no habrá tensión alguna, ya que las tensiones componentes están en oposición.

Cuando la portadora aparece modulada, su frecuencia aumenta o disminuye respecto del valor central y deja de haber resonancia en L con C_3, que ya no forman un circuito resistivo puro y por tanto las tensiones E_1 y E_2 ya no están defasados en 90º respecto a la tensión en CH, pero continúan estando en oposición de fase completa entre sí, tal como se ve en el diagrama de la figura 56, parte inferior. Las tensiones resultantes aplicadas a cada diodo son dos vectores de diferente longitud y como las mismas se aplican a la serie de resistores R_1 y R_2, la resultante no será nula sino que acusará un valor que depende del apartamiento de frecuencia de la portadora. Cuando tal apartamiento es en aumento esa tensión resultante tendrá un signo, que podemos suponer positivo en el extremo superior de R_1; y en cambio cuando el apartamiento de frecuencia de la portadora sea en disminución ese extremo será negativo. O sea que hemos transformado variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud, que era lo que buscábamos y que se traduce en que a la salida tenemos la señal de audio.

Veremos ahora el montaje demodulador llamado *detector de relaciones*, que presenta sobre el discriminador anterior la ventaja de tener propiedades limitadoras de amplitud, cosa muy útil ya que colabora con la etapa limitadora ya conocida. Este hecho ha permitido en algunos circuitos de televisores suprimir tal etapa limitadora por ser innecesaria. El circuito de este demodulador se

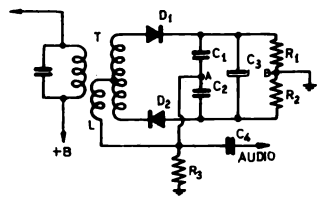


Fig. 57. – Circuito del demodulador denominado detector de relaciones. Tiene aptitud limitadora de amplitud.

ve en la figura 57 y para reconocerlo se comprueba de inmediato que los dos diodos están en posición invertida, mientras que en el discriminador estaban los dos en la misma posición.

El detalle de que los diodos estén invertidos en su posición hace que las tensiones aplicadas a los mismos queden en serie y no en oposición, o sea que se suman en lugar de restarse y esto da al circuito un comportamiento totalmente distinto al discriminador de frecuencias. Veamos tal funcionamiento.

El transformador de acoplamiento es el mismo, pero de su punto medio secundario sale una bobina L acoplada inductivamente a las otras dos. El comportamiento del secundario ante las variaciones de frecuencia de la portadora de F.I. es el mismo que en el caso anterior y por lo tanto al estar modulada la misma serán distintas las tensiones en los capacitores C_1 y C_2, pero la suma de tales tensiones será constante pues la disminución de tensión en una rama es igual al aumento en la otra. Entonces también será constante la tensión entre extremos de la serie R_1 R_2, pero como el punto B está a masa nada hay que haga variar las tensiones parciales en ellos. Pero no ocurre lo mismo con el punto A puesto que las tensiones en los dos capacitores sí varían aunque su suma sea constante. Entonces, la tensión en R no varía y en A sí y varía en función de las relaciones existentes entre las tensiones en ambos capacitores, detalle que le ha dado el nombre al circuito.

Pero hay más asuntos. El capacitor C_3 de alta capacidad tiene propiedades acumulativas de cargas y entonces la tensión entre sus extremos se mantiene constante aunque varíe la amplitud de la portadora. Este es el efecto limitador de amplitud de que hablamos y sirve para eliminar la presencia de ruidos en la señal de salida, que se toma lógicamente entre los puntos A y B a través del capacitor

C_4. Este demodulador tiene tantas ventajas que ha sido adoptado en la mayoría de los televisores.

El amplificador de audio

Una vez que obtenemos la señal de audio a la salida del demodulador de F.M. debemos conducirla hasta el parlante para obtener el sonido, pero previamente hay que intercalar un simple amplificador de potencia para alimentar convenientemente a tal parlante, el que requiere una potencia del orden de 2 a 4 Watts. Es sabido que tal amplificador necesita una etapa amplificadora de tensión para excitar adecuadamente al amplificador de potencia, de modo que no hay aquí nada nuevo respecto a obtener sonido partiendo de una señal de audio que tiene un nivel del orden de 0,5 a 1 Volt.

Los amplificadores de audio a transistores se conocen desde antes que se comenzaran a transistorizar los televisores, de modo que se aprovechó la experiencia y la evolución ocurrida en los diseños y en los componentes. Los primeros amplificadores de audio tenían la etapa final con entrada y salida a transformador pero después surgieron los montajes de simetría complementaria que aprovechaban las ventajas de la existencia de transistores de polaridad inversa, los NPN y los PNP. Como tal inversión es válida para la entrada y la salida, se tenía en forma automática la inversión de fase para trabajar en disposición simétrica o clase B (recordar figura 4).

De tal modo los televisores transistorizados adoptaron amplificadores de audio como el que vemos en la figura 51 que no requiere transformadores. Obsérvese que la etapa de potencia tiene dos transistores de iguales características internas en valor, pero de signos opuestos, pues el AC180K es PNP y el AC181K es NPN. Entonces el transistor excitador AC127 les aplica a ambos simultáneamente la tensión de audio en fase, pero como los transistores de salida son de fase inversa quedan excitados en contrafase, como se requiere.

También hay una etapa previa como amplificadora de tensión y hay dispositivos de perfeccionamiento, como el diodo D_3 y el lazo de realimentación negativa desde C_4 hasta la base del AC126.

A poco que se analice este circuito se verá que no tiene nada nuevo si se lo compara con la gran cantidad de circuitos que se usan para amplificadores de audio para fines generales. Pero la cantidad de transistores y las exigencias de la etapa de salida complementaria han hecho que actualmente se prefiera este montaje para televisores portátiles.

Desde que se fabrican los transistores de alta tensión se ha vuelto al montaje de etapa simple en clase A como la que vimos en la figura 3, pero que ahora mostramos en su diseño actual en la figura 58. Si bien requiere un transformador de salida, ello se compensa por la simplicidad del circuito y no necesitar dispositivos estabilizadores y de protección de los transistores de salida, que en las etapas complementarias sufren mucho los desequilibrios entre ramas.

Al usar dos transistores de diferente tensión se ha podido en este caso hacer acoplamiento directo entre el excitador y el de salida. El lazo de realimentación va desde el emisor del segundo a la base del primero. Al analizar los circuitos comerciales podremos ver las soluciones que se han adoptado en cada uno de ellos.

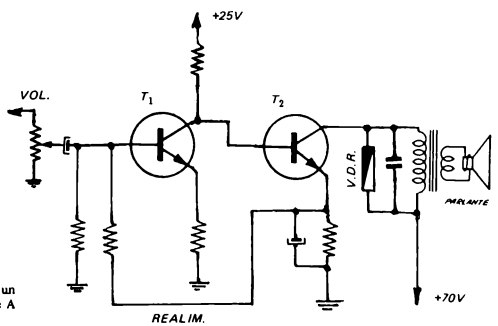


Fig. 58. – Esquema típico de un amplificador de audio en clase A con transformador de salida.

Circuitos comerciales

Tal como hicimos en capítulos anteriores haremos una revisión de los 8 circuitos contenidos en este libro, elegidos entre los más conocidos en nuestro medio, para que el lector se familiarice con los montajes adoptados en cada uno para el canal de sonido.

Circuito Nº 1, página 40. Todo el canal de F.I. de sonido hasta llegar a la etapa de potencia de audio está incluído en el circuito integrado CA3065. La etapa de potencia es en clase A con un transistor 2SC1501 que trabaja con 130 Volts.

Circuito Nº 2, página 56. Toma la F.I. de sonido en el detector de video, y de allí pasamos a una etapa amplificadora y otra limitadora de esa F.I., luego vemos un demodulador del sistema discriminador de frecuencias. El canal de audio es similar al de la figura 51 y usa los transistores complementarios AC187 y AC188.

Circuito Nº 3, página 72. Toma el sonido en el detector de video y de allí pasamos directamente a una etapa amplificadora; no hay limitadora porque se usa demodulador del tipo detector de relaciones (figura 57) el cual, como se ha dicho, tiene propiedades limitadoras. El amplificador de audio es en clase A con transformador de salida.

Circuito Nº 4, página 88. Este circuito toma la señal de F.I. de 4,5 MHz del colector del seguidor emisivo y de allí se pasa a un circuito integrado SN76666N que incluye el amplificador de F.I., el demodulador y el preamplificador de audio. De allí pasamos a la etapa de potencia en clase A.

Circuito Nº 5, página 104. La toma de F.I. de sonido se hace en el colector del seguidor emisivo y de allí se sigue a las etapas amplificadora y limitadora de esa F.I. Luego viene un detector de relaciones (figura 57) y después un amplificador de audio con etapa de salida a simetría complementaria sin transformador de salida.

Circuito Nº 6, página 120. La toma de sonido se hace en el emisor del seguidor emisivo y de allí vamos a un circuito integrado ULX2111A que incluye solamente la parte del amplificador y el demodulador. El amplificador de audio es del tipo de simetría complementaria sin transformador de salida.

Circuito Nº 7, página 136. La toma de sonido se hace en el colector de Q_9 que es el seguidor de emisor y de allí pasamos al amplificador de F.I.; no hay limitador y entonces se usa obligadamente demodulador a detector de relaciones. El amplificador de audio es del tipo de salida en clase B sin transformador de salida.

Circuito Nº 8, página 152. Toma el sonido del colector del emisor y lo lleva al amplificador de F.I. con 3 etapas, pasa luego al detector de relaciones y el amplificador de audio tiene salida con etapa final en clase B pero de simetría cuasi complementaria, ya que usa dos transistores iguales. Luego la inversión de fase en el excitador es obligada y en este caso se optó por un transformador de entrada con dos secundarios en contrafase.

Día 6

Cuando estudiamos los sintonizadores y el canal de F.I. de video observamos en los circuitos que había conexiones que indicaban la sigla C.A.G. y aclaramos que se trataba del control automático de ganancia. Su acción era necesaria porque las distintas emisoras irradian señales que llegan a las antenas receptoras con intensidades diferentes y entonces no puede graduarse la amplificación general del receptor para las más débiles, porque las fuertes producirían saturación y tampoco reducir la ganancia para las fuertes porque las otras darían una imagen pobre en la pantalla. Por tal razón se idearon sistemas automáticos que regulan la ganancia según sea la intensidad de la señal. Esto no es nuevo para los lectores, pues en los receptores de radio se usó hace mucho tiempo. Lo que tenemos que estudiar ahora es la manera en que se dispone un control automático de este tipo y las variantes que aparecen en los distintos televisores transistorizados. La presente jornada está destinada a este tema, de modo que tendremos que explicarlo y volver a los circuitos del sintonizador y del amplificador de F.I. para completarlos, pues esas conexiones que mencionamos quedaron abiertas. Los televisores valvulares también tienen este sistema de control y las diferencias que ofrecen se deben al distinto comportamiento de los transistores. Los que ya conocen el funcionamiento de esos otros televisores encontrarán este tema muy simplificado. Recuérdense las recomendaciones que dimos al iniciar el primer capítulo.

EL CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA

La imagen en la pantalla del televisor tiene un contraste que depende de la intensidad de la señal de video y ésta llega al tubo de imagen después de sufrir un proceso que ya ha sido explicado, pero que es el mismo para cualquier señal procesada, o sea que todos los canales posibles de captar se someten a idéntico tratamiento. Pero la captación encuentra señales de distintas intensidades y entonces al tubo llegarán señales de video de diferentes amplitudes medias y tendríamos que regular el contraste cada vez que se cambia de canal. Es evidente que tal cosa sería muy molesta y no se procede así. Se incorpora al televisor un dispositivo que nivela las intensidades de la señal de video para que todos los canales den sobre el tubo señales de igual intensidad.

El tema es conocido porque en los aparatos de radio y en los televisores valvulares existían los sistemas de control automático de sensibilidad o de ganancia, nombres que se usaban indistintamente. En TV se ha preferido la denominación mencionada en segundo término y entonces tenemos el C.A.G. o sea el control automático de ganancia.

Hemos visto en los circuitos del sintonizador, por ejemplo en el de la figura 24, que había una conexión en la base del transistor amplificador de R.F. que indicaba C.A.G. y por ende allí se aplicaba una tensión variable que regulaba la ganancia del citado transistor. En los amplificadores de F.I. de video se usaba en la primer etapa un transistor de ganancia regulable, como podemos verlo en los circuitos respectivos. Por ejemplo la figura 39 nos muestra al transistor BF196, al que se aplica la polarización de base desde el sistema de C.A.G. Ahora nos ocuparemos de los circuitos que nos entregan esa tensión variable para controlar la ganancia en esos dos casos, el sintonizador y la F.I.

En resumen, debemos obtener en alguna parte del televisor una tensión que sea proporcional al nivel de la señal de video y usarla para regular

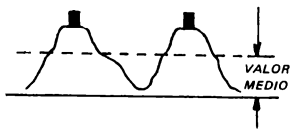


Fig. 59. – Indicación del valor medio de la modulación de video durante un ciclo.

la amplificación en R.F. y en F.I., pero en sentido contrario, o sea que mayores niveles de video den menores grados de amplificación en esas dos secciones, para que finalmente se tenga una señal de video de la misma intensidad para cualquier señal elegida en la antena. A tal tensión la llamaremos *tensión de control* y comenzaremos por buscar el lugar adecuado para tomarla.

La tensión de control

Desde que buscamos controlar la amplitud media de video lo más lógico es buscar la toma de la tensión de control en el amplificador de video. La primer idea sería tomar el valor medio de las amplitudes variables que presenta la modulación de video, tal como lo vemos en la figura 59. Durante cada ciclo de la señal de video su modulación tiene amplitudes constantemente variables y si mediante un circuito obtenemos el valor medio de las mismas esa sería la tensión de control. Tal circuito podría ser uno como el que muestra la figura 60.

Hay allí un transistor que pertenece al amplificador de video pero en su circuito de colector insertamos un resistor R y derivamos un capacitor C de gran capacidad, en montaje que recuerda los filtros de los rectificadores de media onda que permitían enderezar la alterna residual y obtener continua pura. Bien, en este caso la acción es de ese tipo y a la salida de R, o sea entre bornes de C, tenemos una tensión porporcional al valor medio de la señal de video.

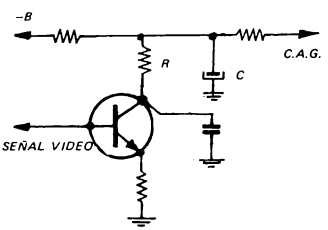


Fig. 60. – Mediante un transistor se puede obtener la tensión para el C.A.G. partiendo del valor medio de la señal de video.

Analicemos si esa tensión de control así obtenida es realmente la conveniente para nuestros fines. La imagen captada puede tener mucho blanco o mucho negro y tal cosa ocurre caprichosamente, de modo que si observamos la figura 61 admitiremos que la tensión media en los instantes de imagen con mucho negro será más elevada que en los instantes de imagen con mucho blanco. Surge allí claramente que los valores medios

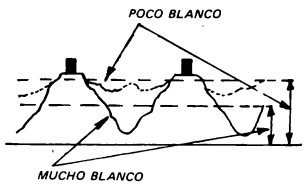


Fig. 61 – El valor medio de la señal de video depende de si la escena tiene poco o mucho blanco.

son muy distintos en ambos casos. Entonces, si usamos esos valores medios como tensión de control la ganancia de los canales de R.F. y de F.I. no serían constantes para cada canal y variables al cambiar de canal, sino que variarían para un mismo canal durante el programa. No obstante este inconveniente se encuentran algunos televisores pequeños que emplean este sistema por su simplicidad.

C.A.G. por nivel de pulsos

Para comprender mejor la solución encontrada para obtener una tensión de control inmune a las variaciones de negro o blanco de la escena, repasemos la figura 42. Vemos allí la modulación de video que se mantiene durante todo el período de trazado o avance del barrido horizontal. Durante el retrazado tenemos el borrado con altura correspondiente al nivel de negro pleno y montados sobre tal nivel los pulsos de sincronismo. Pero la altura general del gráfico depende de la amplitud de la señal captada y de la ganancia general desde la antena hasta el detector de video. Luego,

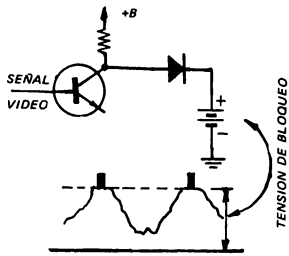


Fig. 62. – Manera de tomar la tensión de bloqueo que corresponda al umbrar de negro cuando los pulsos son positivos.

hay allí una amplitud que nos conviene como tensión de control, pero solamente si la tomamos durante el retrazado, o sea durante el período de borrado, ya que en ese lapso tiene nivel constante.

Entonces debemos usar un circuito que sólo trabaje cuando llegan los pulsos de sincronismo, acumulando los mismos para usarlos como tensión de control de C.A.G. Veamos entonces la figura 62 que nos muestra un transistor de la sección amplificadora de video, por ejemplo el seguidor de emisor que tienen todos los televisores en tal sección. En el colector tenemos permanentemente la señal de video con amplitud variable y no queremos usarla. Así que conectamos un diodo con el ánodo hacia el colector y al cátodo del mismo le damos una tensión que sea igual o poco mayor que el umbral de negro, y con polaridad positiva. Llamémosla *tensión de bloqueo.* Mientras en el colector del transistor haya modulación de video, con niveles inferiores al umbral de negro, el diodo tiene su cátodo a mayor tensión positiva que su ánodo y no conduce; pero en cuanto aparecen los pulsos de sincronismo la tensión en colector supera al umbral de negro y por ende su tensión será mayor que la de bloqueo y el diodo conducirá. Esa conducción se puede llevar a un circuito que la acumule y nos suministre la tensión de control para el C.A.G.

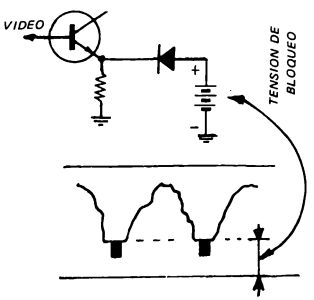


Fig. 63. – Obtención de la tensión de bloqueo cuando los pulsos son negativos.

Antes de ver los montajes típicos, pensemos que a veces los pulsos de sincronismo tienen polaridad hacia el negativo y no como en la figura 62. Entonces observemos la figura 63 que contempla ese caso y allí el diodo se aplica al emisor del transistor de video. La tensión de señal en el emisor es la instantánea de video que, como se ve en el gráfico inferior, es siempre positiva y el cátodo del diodo también lo será. La tensión de bloqueo la graduamos para alcanzar el nivel del umbral de negro, y entonces el diodo no conduce por tener mayor tensión positiva en el cátodo que en el ánodo. Pero cuando llegan pulsos de sincronismo la tensión positiva del emisor, o sea del cátodo del diodo, disminuye y entonces el diodo conduce corriente. O sea que estamos en la misma situación de la figura 62 y podemos tomar esa conducción, acumularla y usarla como tensión de control en el C.A.G.

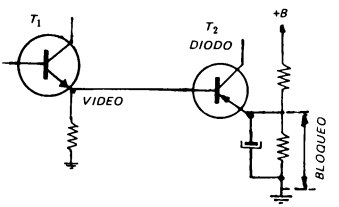


Fig. 64. – Uso de la juntura base-emisor de un transistor para que se comporte como el diodo de la figura 63.

En lugar de un diodo para obtener la tensión de control puede usarse un transistor en el cual la juntura base-emisor se comporta como un diodo. La figura 64 nos muestra esa situación. La señal de video se toma del emisor de T_1, que es el seguidor emisivo del amplificador de video, y se aplica

a la base de T_2. El emisor de éste tiene una tensión positiva tomada del divisor de dos resistores, el inferior de los cuales tiene un capacitor enderezador de gran capacidad. La tensión en emisor actúa como la de bloqueo en el caso del diodo anterior, ya que da al mismo una tensión positiva. La señal de video de T_1 pone en la base de T_2 una tensión cuyos valores instantáneos responden al gráfico inferior de la figura 63. Mientras tenemos la modulación de video la base será más positiva que el emisor y el transistor no conduce, pero cuando llegan los pulsos de sincronismo la base se hace menos positiva que el emisor, o sea negativa con respecto a éste, y se produce la conducción y por ende podemos disponer de la tensión de control para el C.A.G.

Amplificador de C.A.G.

El análisis realizado para la figura 64 nos hace pensar que si el transistor T_2 de la misma se comporta como un diodo en la juntura base-emisor nada obsta para que aprovechemos la propiedad amplificadora del mismo y obtener una tensión de C.A.G. de mayor amplitud. Entonces pasamos al circuito de la figura 65 que es parecido al anterior, pero que completa la parte del colector. Obsérvese que mientras T_1 es un transistor NPN, T_2 es un PNP. El circuito funciona como el anterior en lo que respecta al bloqueo de T_2 pero la tensión para alimentar al colector se aplica en serie con la carga del mismo. En la figura tal tensión la denominamos *auxiliar*. Un capacitor de alto valor derivado sobre el resistor de carga se encarga de enderezar el producto de la operación y, tal como ocurría en los rectificadores, la tensión de control para el C.A.G. no es pulsante sino continua pura.

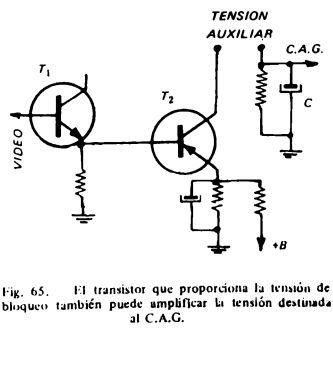


Fig. 65. El transistor que proporciona la tensión de bloqueo también puede amplificar la tensión destinada al C.A.G.

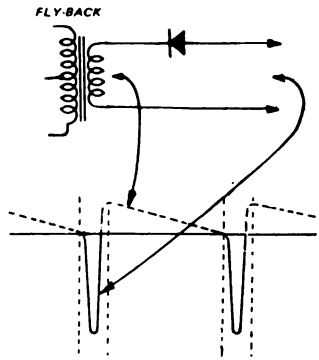


Fig. 66. Forma de obtener la tensión auxiliar para alimentar al transistor amplificador desde un bobinado del fly-back en el C.A.G. gatillado.

El problema a considerar es de dónde sacamos esa tensión auxiliar para alimentar al transistor amplificador de C.A.G. y revisando el circuito del televisor encontraremos muchos lugares para tal toma, pero aquí conviene destacar que en la mayoría de los televisores modernos se toma de un bobinado auxiliar colocado en el transformador de salida del circuito de barrido horizontal, el llamado *fly-back*. Como esto se ha generalizado nos referiremos en detalle a este montaje.

C.A.G. gatillado

Si bien todavía no nos hemos ocupado de la sección del televisor que corresponde al barrido horizontal, sabemos por la teoría de la televisión y por los circuitos de los aparatos valvulares que esa sección termina en un transformador de salida que suele ser denominado fly-back. El mismo tiene varios bobinados, pués se toman allí diversas tensiones y la forma de onda de las señales presentes es muy compleja, ya que se le da una conformación adecuada para realizar la deflexión horizontal en el tubo de imagen. Durante el período de avance esa tensión tiene una variación lineal y durante el retroceso tiene un fuerte impulso de tensión lo cual se ve en la curva, parte en trazos y parte llena, de la figura 66.

Ahora imaginemos lo que ocurre si a ese transformador le agregamos un pequeño bobinado auxiliar y rectificamos la tensión que nos suministra, tal como se ve en la parte superior de esa figura. La tensión secundaria de ese bobinado tiene la forma de la curva completa pero después del rectificador sólo se tendrá la parte llena de la curva, o sea los fuertes picos hacia abajo del eje. Nótese que este rectificador no lleva a la salida el clásico capacitor derivado para enderezar la corriente rectificada; la razón de tal exclusión es interesante y la veremos de inmediato.

Volvamos al circuito de la figura 65. El transistor T_3 sólo conduce durante los intervalos en que se presentan los pulsos de sincronismo; durante el resto del ciclo, cuando la señal de video tiene niveles inferiores al nivel de negro, el transistor queda bloqueado, según ya se explicó. Por otra parte, los pulsos de sincronismo se producen durante los períodos de retrazado, precisamente coincidentes con los períodos en que existen los pulsos en los bobinados del fly-back. Entonces la tensión auxiliar obtenida del bobinado del fly-back aparece en el transistor cuando el mismo conduce y no mientras está bloqueado, lo cual es correcto. Como se ve se trata de una magnífica combinación de efectos mediante los cuales el amplificador de C.A.G. trabaja cuando nos conviene y queda bloqueado y además sin alimentar cuando no queremos que trabaje. Por ello puede omitirse el capacitor a la salida del diodo de la figura 66 y dejar que la tensión de control sea pulsante, para ocuparnos de enderezar la tensión de control del C.A.G. recién a la salida del amplificador; esto lo vemos en la figura 65 con el capacitor C de alta capacidad que hay en el circuito de colector.

La manera de funcionar de este sistema de C.A.G., que es disparado por pulsos de corta duración, le ha dado el nombre de *gatillado* y el diodo que tenemos en la figura 66 es el gatillador.

El C.A.G. gatillado se ha difundido en la actualidad al extremo que la mayoría de los circuitos comerciales lo incorporan. Tal situación se debe en parte a una ventaja adicional que presenta y que surge del hecho de que el amplificador de C.A.G. trabaja únicamente durante lapsos breves del período de la señal de video. Entonces, si se presentan ruidos que perturbarían la acción del control, como la mayor parte del tiempo la base del transistor está bloqueada, prácticamente esos ruidos no tienen efecto.

C.A.G. retardado

Cuando nos ocupamos de los ruidos en la señal dijimos que había dos clases: los espúreos que

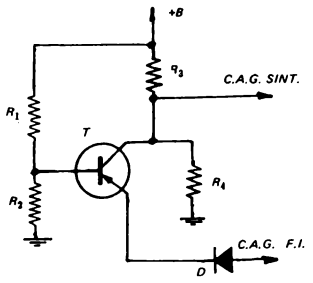


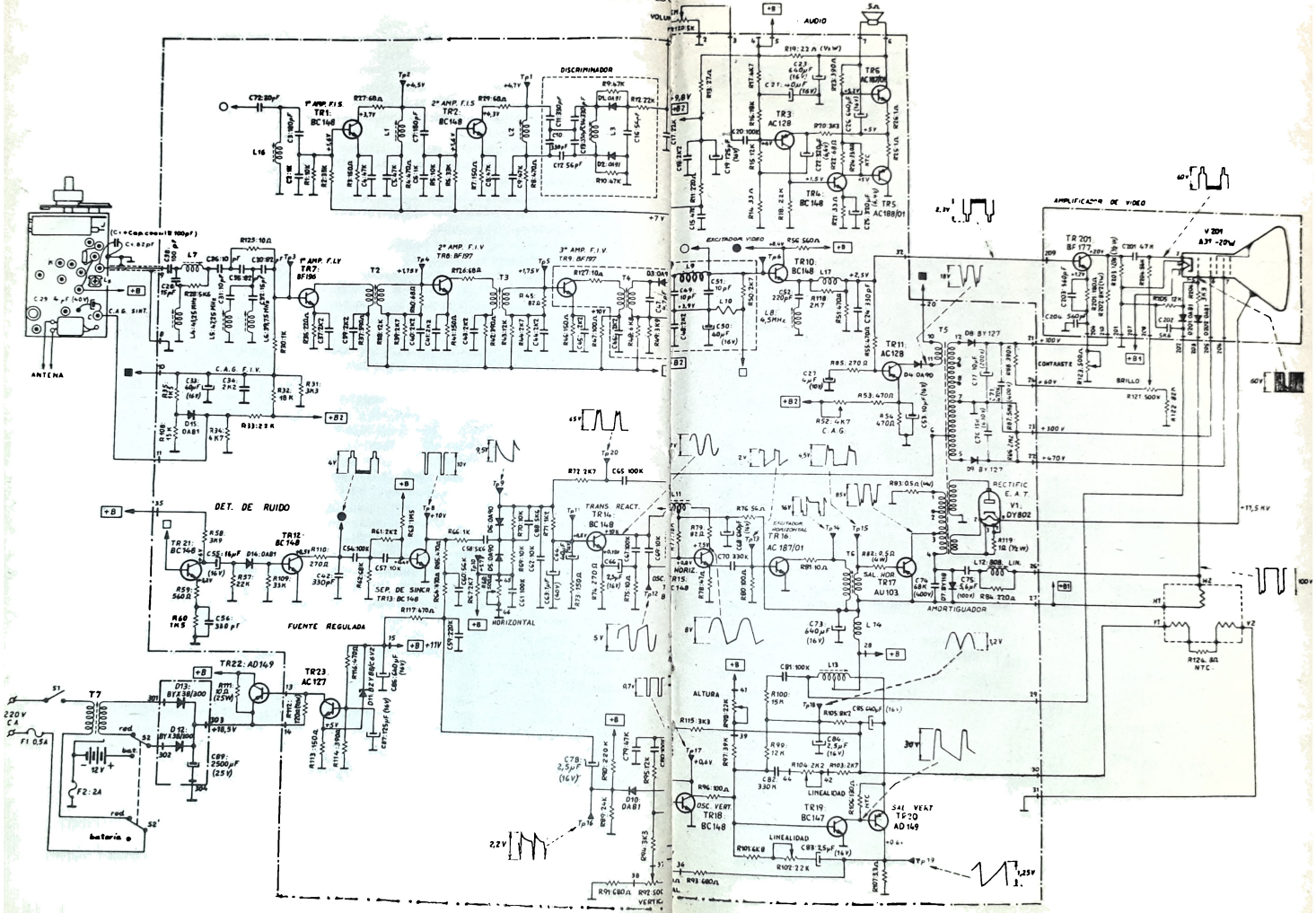
Fig. 67. – Obtención de un retardo en el C.A.G. para su aplicación al sintonizador.

se colaban en la señal antes de llegar al televisor y dentro de él y los propios debidos a los mismos componentes del circuito. Los transistores son generadores de ruidos y como cubren todo el espectro no pueden ser eliminados por los procedimientos que hemos visto para los otros tipos. La única manera de aminorar tales ruidos es incrementar la amplitud de la señal para que aumente la proporción entre ella y los ruidos. O sea que conviene hacer grande la ganancia en la entrada del televisor para que el canal de F.I. no necesite tener tanta ganancia. De este modo una señal de gran amplitud tendrá consigo una proporción más pequeña de ruido.

Como el C.A.G. se aplica al sintonizador y al canal de F.I. hay que diseñarla para que actúe en forma enérgica en la F.I. con carácter permanente, mientras que en la etapa de R.F. deberá dejar pasar todas las señales hasta un cierto nivel y reducir la ganancia sólo ante señales muy fuertes.

Lo que antecede nos pide como solución que el C.A.G. para el sintonizador sufra un frenado o un retardo; pese a que la primer palabra es más explícita en la práctica se ha preferido usar la segunda y se habla de *C.A.G. retardado*. Para producir este efecto se emplean diversos montajes, uno de los cuales mostramos en la figura 67. Vemos allí un transistor T cuya base tiene una polarización suministrada por un divisor de tensión $R_1 R_2$. Al emisor se aplica la tensión del C.A.G. que hemos preparado para el canal de F.I. Los valores de los dos resistores se gradúan de tal manera que la tensión de base iguale a la tensión de C.A.G. que aplica el diodo D al emisor En tales condiciones el transistor T queda bloqueado y no conduce corriente. El drenaje de corriente

CIRCUITO Nº 2 – TELEVISOR FAPESA – Modelo TV 200



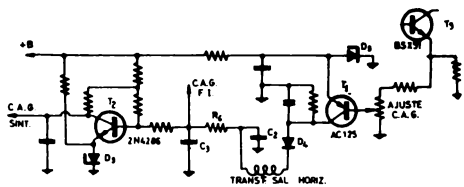


Fig. 68. – Circuito completo típico de toda la sección C.A.G. de un televisor transistorizado convencional.

a través de R_3 y R_4 se regula convenientemente para que la tensión de salida, indicada como C.A.G. SINT. sea baja y no frene a la etapa de R.F. Cuando la tensión de C.A.G. de la F.I. supera la polarización de base el transistor conduce, la corriente en R_3 disminuye y la tensión de C.A.G. para el sintonizador adquiere valores mayores y se reduce la ganancia en la etapa de R.F., tanto más cuanto más intensa sea la señal actuante.

Circuitos típicos de C.A.G.

A fin de repasar el funcionamiento del circuito de C.A.G. de los televisores transistorizados tomaremos algunos montajes típicos que se encuentran en los aparatos existentes para mostrar solamente esta parte del televisor. Se ha optado por hacerlo así porque en los circuitos comerciales completos tal sección se encuentra un poco diseminada en el esquema general y no resulta fácil seguir las interconexiones y localizar las polaridades y proporciones de las tensiones en juego, cosa que puede comprobar el lector si da una revisada a los que tenemos en este libro.

Comencemos por el circuito de C.A.G. que vemos en la figura 68. El transistor T_3 es el seguidor de emisor que forma parte del amplificador de video. De su circuito de emisor se toma la tensión de bloqueo (figura 63) que graduamos mediante un potenciómetro para dar a la base de T_1 el valor correcto de bloqueo hasta que aparezcan los pulsos de sincronismo, que son negativos. Al colector de T_1 se aplican los pulsos tomados de un bobinado auxiliar del fly-back, o sea que estamos frente a un C.A.G. gatillado. Al coincidir esos pulsos de retroceso con los de sincronismo el transistor T_1 conduce y se carga el capacitor C_2. Para estabilizar esa carga se coloca el filtro formado por R_6 y C_3 como en los rectificadores comunes. Para evitar la descarga de C_2 en los lapsos en que T_1 no conduce se coloca el diodo D_4 que impide el retroceso de corriente. Ya tenemos el C.A.G. para el canal de F.I.

Ahora se introduce un sistema de retardo para obtener el C.A.G. destinado al sintonizador. El transistor T_2 tiene ese objeto. Su base está polarizada con el C.A.G. destinado a la F.I. y su emisor está polarizado mediante un divisor que baja desde el $+B$ y cuya rama inferior es un diodo Zener D_3; de este modo la tensión en emisor queda estabilizada. Mientras la tensión de emisor sea inferior a la de base el transistor no conduce y no hay tensión de C.A.G. para el sintonizador tal como ocurría en el circuito de la figura 67. Para señales muy fuertes se produce un aumento

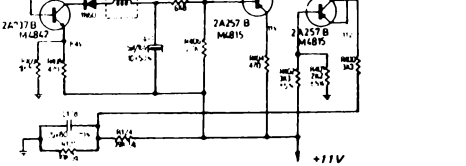


Fig. 69. – Circuito completo del C.A.G. gatillado de un televisor MOTOROLA.

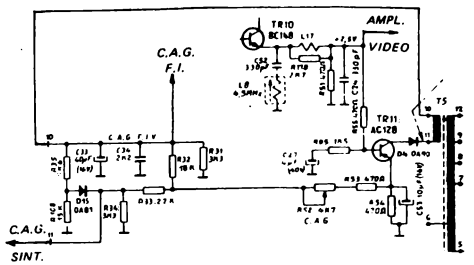


Fig. 70. – Circuito completo del C.A.G. gatillado con retardo para el sintonizador, del televisor FAPESA modelo TV 200C.

en la tensión del C.A.G. que proviene de T_1, se desbloquea T_2 y tenemos tensión de control de la ganancia para el sintonizador.

Veamos ahora el circuito que muestra la figura 69. Por lo pronto vemos que es del tipo gatillado porque hay un bobinado colocado entre Q_{16} y Q_{15} que dice Fly-back y que responde al sistema de la figura 66. El transistor Q_7 es el seguidor de emisor y de allí tomamos la tensión de pulsos sincronizadores para aplicarlos a la base de Q_{16}, transistor que aquí cumple las funciones de T_2 en la figura 65. La tensión de control obtenida queda aplicada a la base de Q_{15} que resulta así un amplificador de C.A.G., tomándose la tensión resultante del circuito de colector del mismo. La función de Q_{14} será explicada más adelante, cuando nos ocupemos de los supresores de ruidos, ya que muchos circuitos de C.A.G. incorporan tales refinamientos a sus montajes.

Pasemos ahora al circuito exhibido en la figura 70 que presenta diferencias con los dos anteriores. Es un sistema de C.A.G. gatillado con dispositivo de retardo para el sintonizador, o sea que incorpora los principios vistos para las figuras 66 y 67 pero con diferentes soluciones.

Comencemos por observar que TR10 es el transistor seguidor emisivo que pertenece al amplificador de video. Del circuito de emisor del mismo se toman los pulsos de sincronismo y se aplican a la base de TR11 según figura 65. Al colector se aplican los pulsos de retroceso tomados de un bobinado auxiliar sobre el fly-back, rectificando con el diodo D_4. En el emisor de este transistor se logra la polarización de bloqueo mediante el conjunto de resistores R_{52}, R_{53} y R_{54}, el primero de los cuales es ajustable. La tensión de C.A.G. se toma de la unión superior de R_{31}, que es el resistor de carga de colector de $TR11$, y el capacitor C_{33} que actúa como acumulador como se usa en los rectificadores. Este C.A.G. es para el canal de F.I. de video.

Veamos ahora la acción de retardo para el C.A.G. destinado al sintonizador, cuya salida vemos abajo a la izquierda. El diodo D_{15} es el encargado de producir tal retardo, ya que si su cátodo tiene mayor tensión positiva que su ánodo no conduce y no hay salida de C.A.G. Entonces, graduando los divisores resistivos de tensión que tenemos a la izquierda con R_{35} y R_{108} y a la derecha con R_{32}, R_{33} y R_{34} se tiene que este diodo solo conducirá cuando la tensión del C.A.G. de F.I. alcance un valor grande, lo que corresponde a una señal fuerte de F.I. y en tal caso corresponde actuar también sobre la etapa de R.F. del sintonizador.

Día 7

Cuando estudiamos el cuarto capítulo vimos que en los amplificadores de la señal de video había unas salidas que indicaban la palabra sincronismo, generalmente mediante su abreviatura. En el texto se aclaraba que esas conexiones iban a una sección del televisor que era la encargada de controlar la frecuencia de los osciladores para los barridos vertical y horizontal, a efecto de sincronizarlos con iguales secciones en el transmisor. Si tal sincronismo no existiera la imagen obtenida en la pantalla no sería coherente, por muy pequeña que fuera la discordancia. El lector puede comprobar esto en forma muy simple, pues basta accionar las perillas de enganche vertical u horizontal, las que actúan sobre la frecuencia de tales osciladores, para destruir la coherencia de la imagen. Con el enganche vertical se mantiene quieta la imagen o se ocasiona un rápido deslizamiento que da imágenes sucesivas y con el horizontal se desgarra la imagen desapareciendo toda coherencia. Salta a la vista entonces la importancia de obtener automatismo en la sincronización entre los barridos en el transmisor y en los receptores y para tal fin sabemos ya que la señal trae los pulsos de sincronismo, los que deben extraerse de allí y enviarlos a los circuitos de barrido, no sin antes someterlos a un proceso que es el tema de esta jornada. Todo esto existía ya en los televisores valvulares de modo que repasaremos el sistema y estudiaremos las modalidades adoptadas en los aparatos transistorizados.

SINCRONISMO DE LOS BARRIDOS. RUIDOS

Para abordar el tema de la sincronización de los barridos es necesario hacer un repaso a las normas que rigen el sistema americano de televisión, pues surge intuitivamente que sin normas no se hubiera podido establecer la TV en el continente. No se concibe por ejemplo que las distintas emisoras emitan señales de diferentes normas y que los televisores, en cantidades millonarias, sean capaces de dar imagen con sistemas distintos. Existen normas y son diferentes las americanas de las europeas. Dentro de las americanas hay ligeras diferencias entre las de los países que tienen frecuencia industrial de 50 o de 60 Hz, pero ello no trae inconvenientes. Veamos nuestras normas.

Normas para las señales

Este tema se estudia en la teoría general de la televisión, de modo que haremos un breve repaso por necesitarlo para estudiar la sección de sincronismo. Es sabido que el sistema americano consiste en realizar dos barridos completos horizontales, llamados campos, para cada barrido vertical completo, llamado cuadro, estando desplazados los mismos de manera que las líneas del segundo recorrido pasan por lugares intercalados con las del primero, cosa que se llama exploración entrelazada. O sea que se realiza un barrido horizontal completo a lo alto de la pantalla y a continuación otro completo, durando cada uno 1/50 de segundo. El cambio de escena ocupa así 1/25 de segundo y el ojo humano no percibe tal cambio, ya que es la misma secuencia usada hace años por el cine.

Pero la frecuencia del barrido vertical es entonces 50 Hz y la del horizontal se adoptó 15.625 Hz. Estas cifras son para países con 50 Hz de frecuencia industrial, como tenemos en nuestro medio. La pantalla resulta recorrida por 625 líneas de barrido horizontal en cada 1/25 de segundo. El producto 625 X 25 = 15.625 da la frecuencia del barrido horizontal, o sea la cantidad de ciclos que cumple en un segundo. Las

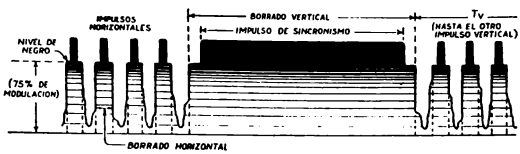


Fig. 71. - Pulsos de borrado y sincronización al final de un barrido de campo en el televisor.

normas adoptaron el sistema de modulación con amplitudes crecientes hacia el negro (figura 42) y sobre el nivel máximo de negro se montan los pulsos de sincronización de los cuales nos ocuparemos detalladamente en el presente capítulo.

Podríamos mostrar un gráfico que permita ver el panorama de la señal de video durante un ciclo completo del barrido vertical, pero resultaría muy grande. La figura 71 muestra los últimos ciclos del barrido horizontal antes de llegar al borde inferior de la pantalla cuando se produce el borrado vertical, con la aclaración de que no se ha guardado la escala para facilitar el dibujo. Los últimos cuatro ciclos de la señal de video, llevando en las crestas los pulsos horizontales, llegan hasta el borde del borrado vertical, dentro del cual está el pulso de sincronismo vertical, de mucho mayor duración que los horizontales. Veamos las duraciones de estos pulsos.

Un ciclo de barrido horizontal dura 1/15625 = = 0,000064 seg = 64 microsegundos. De este tiempo el 16% se destina al borrado horizontal (figura 42) o sea unos 10 microsegundos. La mitad de este tiempo ocupa el pulso horizontal, es decir 5 microsegundos. Para el borrado vertical tenemos que un ciclo dura 1/50 seg. lo que llevado a la unidad práctica resulta de 20.000 microsegundos. El 16% de esta cifra es de 3200 microsegundos y la mitad de esto podría usarse para el pulso vertical, o sea 1600 microsegundos.

Pero ocurren otras cosas que han hecho reducir ese ancho del pulso para la sincronización vertical, que son fáciles de entender. Si suspendemos la sincronización horizontal durante un lapso tan prolongado, según lo indica la figura 71, se perdería el sincronismo. Por ello se procede como indica la figura 72, cortando los pulsos verticales en franjas. El primer grupo de pulsos son los de ecualización, que se encargan de producir el desplazamiento de medio barrido para el segundo recorrido de la pantalla del barrido horizontal. Por eso estos pulsos ecualizadores duran la mitad que los horizontales. También los pulsos verticales se dividen en franjas y abarcan una serie que se hace durar unos 27,3 microsegundos, o sea unas 5,5 veces la duración del pulso horizontal. Luego viene otra serie de pulsos de ecualización y sigen unos cuantos pulsos horizontales antes de terminar el borrado vertical. Con esto mantenemos el sincronismo horizontal sin inconvenientes y producimos el desplazamiento necesario en los dos campos del barrido vertical, tal como lo necesita la exploración entrelazada.

Diremos para terminar con el repaso de las normas que los pulsos horizontales y verticales tienen la misma altura porque es más simple extraerlos a todos de la señal de video y luego separarlos por su diferente ancho, o sea su duración.

Recortado de los pulsos

Para utilizar los pulsos de sincronismo lo primero que tenemos que hacer es sacarlos de las crestas de la modulación de video y la primera idea que surge, observando la figura 72, es recortarlos a partir del umbral de negro o, por precau-

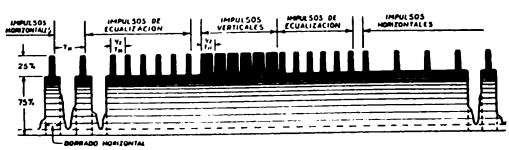


Fig. 72. - Pulsos de ecualización antes y después del tren de pulsos verticales de sincronización.

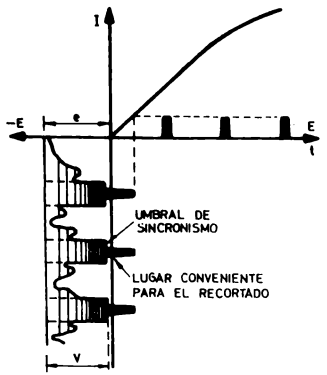


Fig. 73. – Mecanismo del recorte de los pulsos de sincronismo mediante un diodo.

ción que impida interacciones, un poco más arriba de ese umbral. Y mirando la figura citada también nos viene la idea de recortar esos pulsos mediante un diodo que es lo más simple en términos de componentes. Veamos el procedimiento.

En la figura 73 hay un gráfico de la corriente en un diodo según la tensión aplicada, curva *IE*. Si damos al diodo una polarización negativa *e* tal que supere levemente al umbral de negro *V* y le aplicamos la señal de video, las crestas de los pulsos alcanzarán la zona de tensiones positivas y pasarán al circuito de salida los pulsos recortados, tal como se necesitan.

En la figura 74 tenemos uno de los circuitos capaces de realizar tal recorte. Como teníamos la señal de video con polaridad negativa, si la aplicamos al resistor *R* tendremos positivo su extremo inferior y negativo el superior; el diodo no conducirá por tener negativo el ánodo. Cuando llegan los pulsos el ánodo alcanza polaridad positiva y en el resistor R_1 se recogerán los pulsos recortados. El capacitor *C* es el encargado de dar al circuito señal negativa de video, pues al cargarse su placa izquierda positivamente induce en la placa derecha tensiones negativas, o sea que invierte la polaridad de la modulación de video y se cumple con el gráfico de la figura 73.

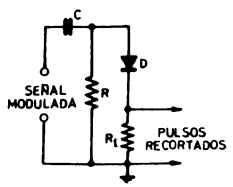


Fig. 74. – Circuito recortador de pulsos mediante un diodo.

En lugar de un diodo simple puede usarse la juntura base-emisor de un transistor, en la forma como se ve en la figura 75. Aquí *R* es el resistor derivado sobre el diodo, *C* es el capacitor que ya conocíamos y *T* es un transistor NPN. La ventaja que tenemos es aprovechar la propiedad amplificadora del transistor y en el circuito de colector obtenemos los pulsos recortados y amplificados.

Separación de pulsos

Una vez que tenemos recortados los pulsos para el sincronismo, ellos tienen la misma altura,

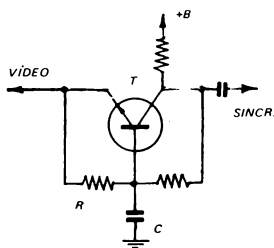


Fig. 75. – Uso de un transistor para recortar y amplificar los pulsos de sincronismo.

pero recordamos (figura 72) que tienen distinta duración, pues los verticales duran 5,5 veces más que los horizontales, según dijimos. Entonces hay que proceder a separarlos para enviarlos a diferentes circuitos: los angostos al oscilador horizontal y los anchos al vertical.

Para comprender el funcionamiento de los separadores observemos la figura 76 que muestra la descarga y la carga del capacitor *C* a través del resistor *R*, procesos que sabemos se cumplen según curvas exponenciales. Se supone que tenemos un pulso de 5 microsegundos de duración y de 20

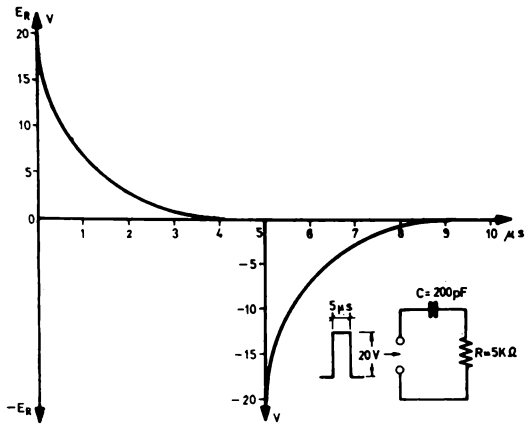


Fig. 76. – Cargas y descargas de un capacitor en un circuito de acción rápida o de baja constante de tiempo.

Volts de amplitud, o sea que es un pulso horizontal de corta duración; al circuito se le dan valores para actuación rápida o de baja constante de tiempo. Estando C cargado por el flanco izquierdo del pulso comienza la descarga que dura 5 microsegundos y C queda descargado. En ese instante aparece el flanco derecho de tensión bruscamente descendente, se produce una carga negativa de 20 V y la inmediata descarga exponencial hasta llegar en 5 microsegundos a tensión cero en C. Resultan dos picos de tensión. A este circuito se lo denomina *diferenciador* y veremos que resulta apto para separar los pulsos horizontales.

Ahora analicemos el circuito de la figura 77 al que se aplica un pulso ancho, de unos 25 microsegundos y con amplitud igual al anterior, o sea 20 V. La separación con el pulso siguiente y entre los restantes es de 5 microsegundos. Los valores de R y C de este circuito se eligen de manera de tener un proceso lento o sea de alta constante de tiempo, al contrario de lo que ocurría en el caso de la figura 76.

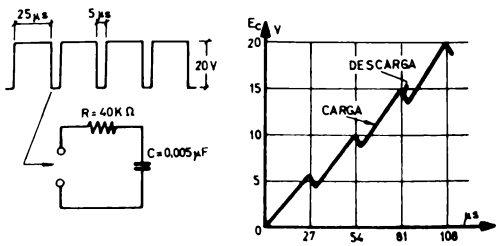


Fig. 77. – Cargas y descargas de un capacitor en un circuito de alta constante de tiempo o sea de acción lenta.

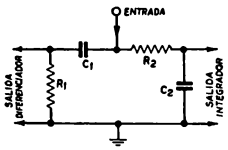


Fig. 78. – Simple circuito para separar los pulsos verticales de los horizontales.

Bien, al aplicar el primer pulso, flanco izquierdo, comienza la carga lenta de C y alcanza los 5 V cuando termina el pulso; durante 5 microsegundos se descarga C hasta que llega el segundo pulso con el que se produce nueva carga de 5 V pero a partir de los casi 5 V que quedaban. Con el tercer pulso otra carga y así con cuatro pulsos alcanzamos los 20 V. Por la manera de actuar a este circuito se lo denomina *integrador.*

Entonces es fácil separar los pulsos horizontales de los verticales usando un montaje como el que muestra la figura 78. Hacia la izquierda tenemos un conjunto diferenciador, con valores de R_1 y C_1 que dan carga y descarga rápidas. Hacia la derecha tenemos R_2 y C_2 que forman un circuito integrador, con características de carga lenta. Si reunimos en un gráfico los pulsos aplicados al circuito y las salidas que podemos obtener hacia la izquierda y hacia la derecha, tenemos lo que muestra la figura 79. La situación plantea el momento en que termina un barrido horizontal y aparecen los impulsos verticales para cambiar de cuadro.

El gráfico superior 1 muestra un pulso corto o sea horizontal y él provoca dos cargas rápidas AB y DF de sentido contrario y dos descargas también rápidas, una a partir de B y otra a partir de F, o sea que tenemos el primer gráfico del segundo nivel, sección 2, que es del tipo estudiado en la figura 76. Ahora tenemos el primer pulso vertical y el flanco GH es una carga rápida seguida de una descarga del mismo carácter; después hay un intervalo en que no ocurre nada hasta que en J vuelve a producirse una carga rápida, una descarga y una segunda carga positiva que termina en K. Así siguiendo, cada pulso vertical da curvas dentadas del mismo tipo que se recogen en el resistor R_1 de la figura 78. Puede pasarse por alto el detalle de que el segundo de estos picos tiene sólo la rama superior, porque en la práctica se toman solamente los picos superiores, los que son útiles para controlar al oscilador horizontal. Como se mantuvo la secuencia horizontal durante el borrado vertical (figura 72), el oscilador horizontal no pierde su sincronismo; y la objeción que podría formularse de que durante el borrado vertical aparece doble cantidad de impulsos horizontales se destruye si se analiza que un oscilador con constantes fijas no puede alterar su frecuencia tanto como para que llegue al doble de la fijada. Entonces, el gráfico central de la figura 79 indica los pulsos ya separados que entrega el diferenciador y que controlan al oscilador horizontal.

Ahora veamos lo que ocurrirá a la derecha en la figura 78, donde tenemos un integrador por haberse colocado elementos con valores tales que lo hacen un conjunto de reacción lenta. Los pulsos horizontales sólo producen un pequeño pico de carga como el *MNO* de la tercer parte de la figura 79, pero los pulsos verticales proceden como se estudió en la figura 77 y se acumulan las cargas que ocasiona cada uno, teniéndose la curva integrada *PQS*. . . etc. Completado el ciclo se produce una onda de forma triangular que puede enviarse al oscilador vertical para mantener sincronizada su frecuencia.

Separadores típicos de sincronismo

Sobre la base de los montajes antes analizados se han diseñado los separadores de sincronismo de los televisores transistorizados que se encuentran en el mercado. Tomaremos entre ellos un par de ejemplos para ver la manera cómo se han combinado el diferenciador con el integrador en cada caso. El resto de ejemplos puede verse en los circuitos comerciales que comentaremos más adelante.

Por ejemplo, la figura 80 muestra un separador de pulsos de FAPESA usado en su modelo TV200. El transistor T tiene en su entrada dos conjuntos

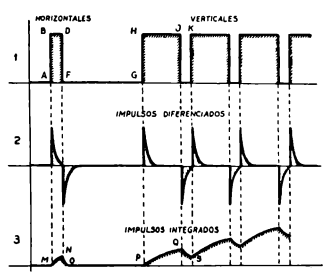


Fig. 79. – Mecanismo indicado para separar los grupos de pulsos horizontales de los verticales.

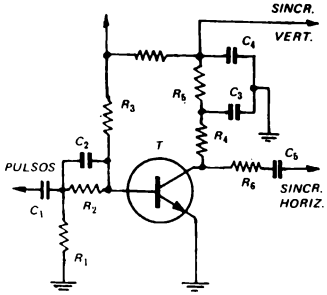


Fig. 80. – Un circuito separador de sincronismo usado por EAPESA en el modelo TV200.

RC: el primero está formado por C_1 y R_1 cuyos valores se han elegido para darle descarga lenta, mientras que C_2 y R_2, con valores menores, adquiere funcionamiento rápido. De este modo los pulsos recortados entran al sistema y en el colector se envían a dos conjuntos integradores en cascada, formados por R_4 con C_3 el primero y por R_5 con C_4 el segundo, saliendo por arriba los pulsos verticales ya separados.

Los pulsos rápidos entran al transistor por su base y en el colector siguen su camino por R_6 C_5. Se ha obtenido así la separación de pulsos horizontales y verticales para enviarlos a los osciladores respectivos.

Veamos ahora otro circuito que aparece bastante distinto al anterior; es el que usa la NOBLEX en su modelo 23NT14 y se muestra en la figura 81 y en el circuito Nº 6, página 120. En este montaje se reemplaza al integrador común por el conjunto que forman el diodo D_1, el resistor R_1 y el capacitor C_1, en un montaje que recuerda a la figura 74. Debido a la presencia de D_1 la parte positiva de los pulsos cargan a C_1 con rapidez mientras que en la parte negativa de los pulsos la descarga es lenta y T_2 queda bloqueado. Entonces los pulsos horizontales pasan por R_1 y C_2 y van al oscilador horizontal.

Para los pulsos verticales ocurren las cosas a la inversa, puesto que la carga ocupa mucho mayor tiempo que la descarga, la primera a través de R_2 y la segunda a través de R_1. Se produce así una integración que queda aplicada a la base de T_2. El emisor de este transistor se polariza por el divisor formado por R_3 y R_4 de tal manera que lo mantienen bloqueado hasta que el potencial de base sea menos positivo que el de emisor. Entonces los pequeños picos remanentes de los pulsos horizontales (primer pico de la sección 2, figura 79) no aparecerán a la salida de colector, de donde se toman los pulsos integrados para el sincronismo vertical. El diodo D_2 se ocupa para mantener circulación en un solo sentido del producto de la integración.

Efecto de los ruidos

Cualquier descarga disruptiva o de arco que se produce en las vecindades del televisor da origen a una señal espúrea que se irradia o viaja por los conductores de canalización, llegando en todos los casos a los circuitos internos del televisor. Ya hemos visto en el capítulo 5 cómo se logra cancelar los efectos de esos parásitos, que ocasionan ruidos en el parlante, mediante los limitadores de amplitud. En el sincronismo los ruidos aparecen en forma de picos de modulación sobrepuestos a la señal de video (figura 82) que superan al nivel de negro y aún al de sincronismo. Estos picos, como es evidente, serán recortados junto con los

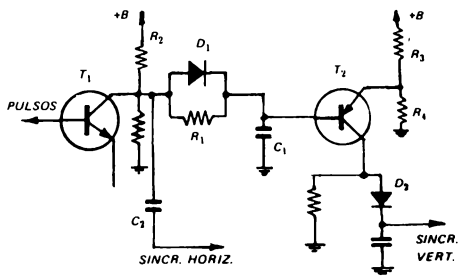


Fig. 81. – Circuito separador de sincronismo de otro tipo que se encuentra en el modelo 23NT14 de la NOBLEX.

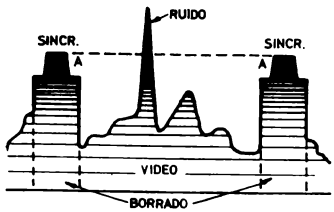


Fig. 82. – Efecto de un pulso de ruido en la modulación de video.

pulsos y aparecerán en la sección de sincronismo. En el caso del barrido vertical suelen no producir disturbios importantes, pues su acción se limita a aumentar levemente el nivel de integración de pulsos. Otra cosa es lo que ocurre en el sincronismo horizontal, ya que aquí el diferenciador los captará e irán al oscilador horizontal, produciendo desgarramiento de la imagen. Si bien ese desgarramiento es instantáneo, en zonas de mucho ruido como son las ciudades la frecuencia de tal anomalía la hace intolerable.

Se han ideado muchos sistemas para eliminar la acción perniciosa de los ruidos en el sincronismo y la tendencia se orientó hacia algo parecido a la realimentación negativa tan usada en audio para aminorar la distorsión de amplitud: se toma señal deformada y se la inyecta a la entrada con fase opuesta. En el caso que nos ocupa se trata de recortar los pulsos de ruido, invertir su fase para que sea inversa a la de los pulsos de sincronismo y luego inyectar esos picos negativos en el conjunto sincronizador. Graduando bien las cosas se elimina el efecto de los picos de ruidos.

Veamos el más simple recortador de ruidos a diodo que muestra la figura 83. La señal de video con los pulsos y con los picos de ruidos se aplica al conjunto formado por el diodo D derivado sobre R_1, en serie con lo cual tenemos a C y R_2. La carga de C se produce rápidamente a través de

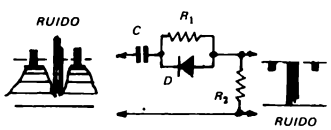


Fig. 83. – Circuito recortador e inversor de picos de ruido con un diodo.

R_2 y el diodo y la descarga es lenta a través de la serie de resistores. Como la carga es rápida el capacitor mantiene una carga remanente que impide la circulación a través del conjunto hasta que el nivel de la señal con sus picos supere el nivel de carga de C. Cuando hay picos de ruidos se produce conducción y tendremos esos picos a la salida, con signo contrario, para aplicarlos a los supresores antes mencionados.

El mismo procedimiento puede usarse con un transistor como el que vemos en la figura 84. El transistor T lleva una resistencia baja de colector para lograr que los picos de sincronismo no lo saturen. Así ocurre que los pulsos de sincronismo a la salida son de poca amplitud. Pero si se presenta un pico de ruido se origina un aumento de la tensión de colector y esos picos aparecen considerablemente amplificados. O sea que este montaje además de ser un recortador de ruidos es a la vez un amplificador de los mismos. Ahora resta llevar el pico de ruido invertido y amplificado al supresor de ruidos propiamente dicho.

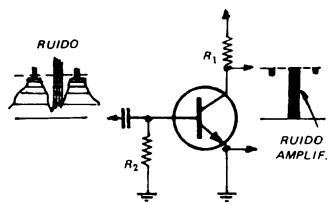


Fig. 84. – Circuito recortador inversor y amplificador de ruidos con un transistor.

Supresores típicos de ruidos

Para mostrar las soluciones que los diseñadores industriales han logrado para sus equipos tomaremos un par de casos netamente diferentes de supresores de ruidos. Comencemos con el que usa la HITACHI en su modelo TWA, que se ve en la figura 85 y que tiene al diodo D_1 en función similar a la vista en la figura 83. La señal de video con los pulsos de sincronismo y de ruido se aplican a la base de T, el cual mediante R_2 tiene una baja polarización positiva y queda saturado. Pero los picos de ruidos desbloquean al transistor y aparecen en el colector amplificados y con sentido contrario, como ocurría en la figura 84. Pero como en el colector tenemos los pulsos de sincronismo a través de D_1, pero con el sentido original, y mezclados con ellos los picos de ruidos, al encon-

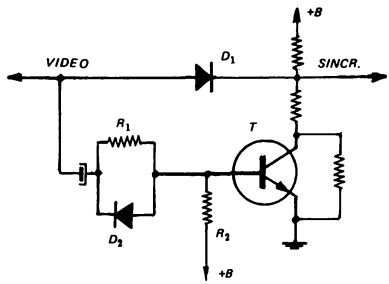


Fig. 85. – Circuito supresor de ruidos usado en el Modelo TWA de la HITACHI.

trarse con los picos invertidos se produce la cancelación de los ruidos y no de los pulsos sincronizadores. Además este diodo tiene la misión de bloquear el retroceso de los picos para que no vayan al amplificador de video y produzcan inconvenientes en la imagen.

Veamos ahora otro supresor en la figura 86. Es el que usa FAPESA en su modelo TV200. Los pulsos se toman del detector de video y se aplican al transistor T_1, el cual tiene polarización de emisor para que actúe como un seguidor de emisor y no cargue los circuitos resonantes del detector. Los pulsos recortados de sincronismo y de ruidos pasan por D hasta la base de T_2, pero por un efecto como el de la figura 84 aparecen en el colector del mismo solamente los picos de ruidos amplificados y con polaridad contraria. Pero a este colector llegan también los pulsos desde el colector del seguidor emisivo y entonces se produce la cancelación de los picos de ruidos quedando solamente los pulsos sincronizadores.

Circuitos comerciales

Además de los dos ejemplos vistos, haremos una rápida revista de la sección de sincronismo de los 8 circuitos comerciales que se han incorporado a este libro, para familiarizar al lector con los mismos.

Circuito Nº 1, página 40 (DELM). El circuito de sincronismo se halla incluído en el bloque del C.I. AN334. De estos dispositivos nos ocuparemos más adelante.

Circuito Nº 2, página 56 (FAPESA). Tiene un detector y amplificador de ruidos del tipo descripto en la figura 86, con los transistores TR21 y TR12 y el separador de sincronismo responde al modelo de la figura 80 con el transistor TR13.

Circuito Nº 3, página 72 (HITACHI). Usa el detector e inversor de ruidos descripto en la figura 85 con el transistor TR13 y el separador de sincronismo es el transistor TR14.

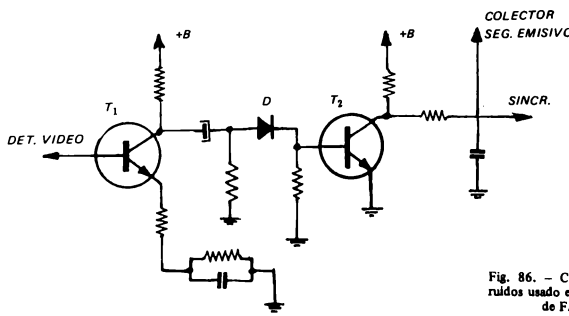


Fig. 86. – Circuito supresor de ruidos usado en el modelo TV200 de FAPESA.

Circuito Nº 4, página 88 (MOTOROLA). El inversor de ruidos está desempeñado por el transistor MPSA20 y el separador de sincronismo es el transistor 2SC1214.

Circuito Nº 5, página 104 (NATIONAL). Tiene supresor de ruidos con el transistor 2SA564L, separador de sincronismo con el CS1303 y amplificador de sincronismo con el 2SC328.

Circuito Nº 6, página 120 (NOBLEX). El amplificador de ruidos es el transistor TR13 y por separado el inversor de ruidos es el TR14; el separador de sincronismo es el transistor TR15 y el amplificador destinado al sincronismo vertical es el transistor TR16.

Circuito Nº 7, página 136 (PHILCO). Usa un separador con el transistor Q18 únicamente.

Circuito Nº 8, página 152 (SONY). El amplificador de sincronismo es el transistor Q601 y el separador de sincronismo es el Q602.

Día 8

En el estudio del televisor transistorizado hemos avanzado bastante, pues tratamos la señal captada en antena y la sometimos al proceso superheterodino en el conversor, obteniendo una señal de F.I. que lleva consigo todavía la portadora de sonido. Por una rama tratamos esa F.I. y le sacamos la modulación de video, la cual después de amplificada y corregidos sus defectos, la llevamos al tubo de imagen. Por otro camino tratamos la portadora de sonido con su modulación, quitada la cual la enviamos al sistema amplificador de audio que termina en un parlante. Del amplificador de video tomamos señal para armar el C.A.G. que controla la amplificación en el conversor y en el canal de F.I. y también tomamos los pulsos de sincronismo que fueron tratados aparte para separar los verticales y horizontales e inclusive para quitarle los ruidos que se hubieran colado entre los mismos.

Ahora debemos encarar la generación de las corrientes diente de sierra que se llevarán a los yugos deflectores del tubo de imagen para producir los barridos del haz en sentido vertical y horizontal. Estos barridos deben ser sincronizados con los que se realizan en el tubo captador del transmisor y para ello usaremos los pulsos sincronizadores que hemos estudiado en el capítulo anterior. La presente jornada la dedicaremos a la sección del barrido vertical y después de explicar el funcionamiento de las disposiciones típicas comprobaremos su uso en los circuitos comerciales disponibles.

EL BARRIDO VERTICAL

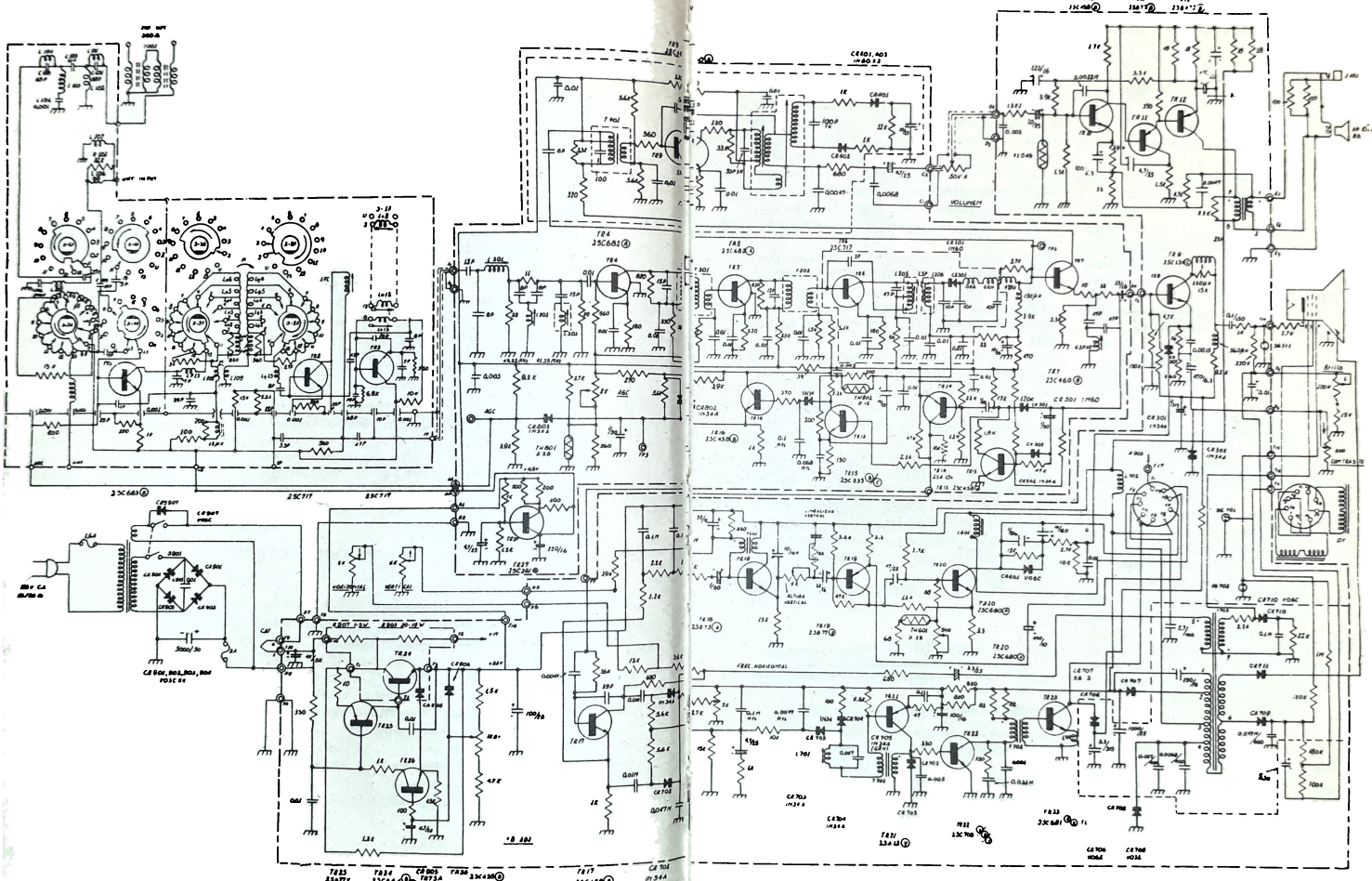
En la teoría general de la televisión y en las descripciones de funcionamiento de los televisores valvulares se estudia la manera cómo se logra producir la deflexión del haz dentro del tubo de imagen mediante ondas diente de sierra. Hemos destacado repetidas veces la conveniencia de leer esos temas antes de encarar el presente libro. También es conocido el hecho de que para obtener ondas diente de sierra se recurre a la carga y descarga de capacitores, pero como este detalle es fundamental para el tratamiento del tema que abordamos, haremos una breve revisión del mismo.

La onda diente de sierra

Una onda se define en electrónica como una oscilación y puede estar representada por una tensión o una corriente. En particular, cuando la forma de su variación tiene aspecto dentado, que recuerda precisamente a un serrucho o sierra, toma el nombre de *diente de sierra* que se ha popularizado. De las muchas maneras que hay para obtener una variación de ese tipo la más simple es utilizar la carga y descarga de un capacitor y la figura 87 nos aclara el procedimiento.

La carga de un capacitor sigue una ley exponencial dada por la curva que pasa por los puntos *A* y *B* y la descarga también ofrece una variación de tal tipo pero invertida, según la curva que pasa por los puntos *B* y *C*. Si tomamos de tales curvas los tramos prácticamente rectos *AB* y *BC* se forma con ellos el diente de sierra buscado. *CD* y *DE* son los tramos del siguiente diente y así sucesivamente. Como se ve se aprovecha una parte de los procesos de carga y descarga, que en el gráfico hemos denominado zona útil, pero de tal manera que la carga se interrumpe en *B* y en ese preciso instante debe comenzar la descarga la cual, a su vez, interrumpimos en *C* para comenzar una nueva carga, etc.

CIRCUITO Nº 3 – TELEVISOR H ITACHI – Modelo 17" - 20" - 24"



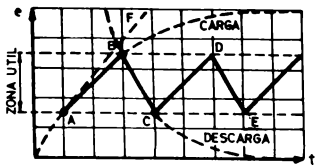


Fig. 87. – Forma de obtener una onda diente de sierra mediante carga y descarga de capacitores.

Veamos un circuito elemental, teórico, para producir tal proceso en la figura 88. Un capacitor C es el que cargaremos y descargaremos. La fuente da una tensión E y el conmutador o llave LL está hacia la izquierda. La carga se hace a través del resistor R_1 y cuando logramos el tramo AB del gráfico corremos la llave a la derecha y comienza la descarga a través del resistor R_2. Si queremos que los brazos del diente tengan diferente inclinación, ya que sabemos que el avance en el barrido es lento y el retroceso o borrado es rápido, bastará con elegir los valores de los dos resistores para que al combinarse con el valor de C se obtengan distintas constantes de tiempo. Así, para una carga lenta se requieren valores altos de R_1 y para una descarga rápida se colocan valores bajos de R_2.

El circuito propuesto funciona pero requiere una llave con dos movimientos mecánicos lo que es irrealizable, de modo que lo dejamos como un símil aclaratorio. Hay que buscar dispositivos electrónicos que realicen la tarea mencionada.

Analicemos en la figura 88 qué clase de dispositivos electrónicos necesitamos. Para evitar la interrupción de la carga con la llave se puede usar como fuente un generador que entregue tensión a intervalos regulares y para evitar pasar la llave a descarga se puede usar otro dispositivo que permanezca bloqueado durante la carga y que se desbloquee para facilitar la descarga.

Lo dicho nos lleva a disponer de un generador u

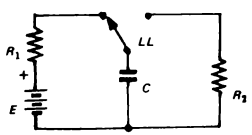


Fig. 88. – Dispositivo teórico muy simple para obtener la carga y descarga del capacitor.

oscilador que entregue la tensión a intervalos regulares y esta tensión la aplicaremos al capacitor que debe cargarse. Pero allí colocaremos un elemento que pueda ser bloqueado para que no se descargue tal capacitor hasta el momento oportuno y cuya descarga comience cuando tal elemento se desbloquee y termine cuando se lo vuelva a bloquear. Además, es necesario que el proceso se cumpla con una frecuencia de 50 Hz pero rigurosamente sincronizado con el que se cumple en el transmisor; entonces necesitamos controlar con exactitud esa frecuencia y lo hacemos con los pulsos de sincronismo que ya tenemos, separados y limpios, según lo tratado en el capítulo anterior.

Bien, hay muchos montajes de osciladores pero en los televisores transistorizados se usa alguno de los tres tipos siguientes: el multivibrador, el oscilador de autobloqueo y el integrador de Miller. Veremos los montajes correspondientes en ese orden

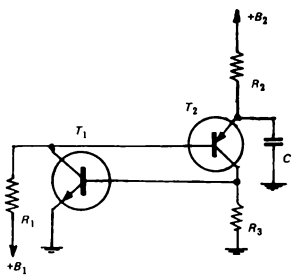


Fig. 89. – El multivibrador como oscilador capaz de provocar la formación de ondas diente de sierra en C.

El oscilador a multivibrador

La figura 13 nos mostró el esquema básico de un multivibrador en el cual la oscilación se produce por la fuerte realimentación positiva al inyectar en el primer transistor parte de la salida del segundo. Adaptando ese circuito al caso que nos ocupa tenemos el montaje de la figura 89. Del colector de T_2 enviamos realimentación a la base de T_1 según el principio expuesto. Veamos el funcionamiento.

Hay dos fuentes de tensión, la B_1 y la B_2. B_1 polariza correctamente al colector de T_1 y da a la base de T_2 tensión positiva con lo que lo mantiene bloqueado. El capacitor C se carga

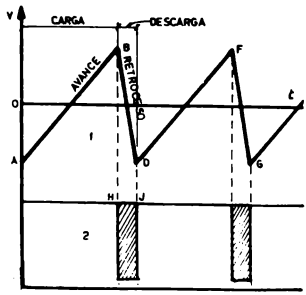


Fig. 90. – Gráfico del funcionamiento del multivibrador de la figura 89.

lentamente a través de R_2. En el gráfico 1 de la figura 90 esa carga está representada por el tramo AB. Cuando la carga en C supera a la tensión B_1 la base de T_2 queda menos positiva que el emisor y este transistor se desbloquea, pasa corriente por R_3 y la caída de tensión en ella polariza la base de T_1 y lo saca del bloqueo en que también él estaba por falta de polarización en base.

Al desbloquearse T_1 fluye corriente a su través, cae la tensión en R_{1_2}, la base sufre un incremento de la tensión emisor versus base y se produce el estado de saturación, al que se llama *disparo*. Este disparo, visto como la tensión de colector de T_1, está representado por el gráfico 2, limitado por los puntos H y J para un ciclo. La saturación ocurre también para T_2 y el capacitor C se descarga a su través según el tramo BD del gráfico 1. Los valores de los resistores R_1 y R_2 se gradúan para diferentes constantes de tiempo y entonces la inclinación de los tramos AB y BD son diferentes.

La figura 91 muestra un circuito completo de un multivibrador para el barrido vertical usado por la MOTOROLA. Como el proceso debe ser gobernado por los pulsos de sincronismo, se inyectan los mismos a través de R_1 a la base de T_2. La polarización de base de este transistor está fijada por el potenciómetro R_2, el cual actúa al mismo tiempo como control fino de frecuencia vertical, lo que se denomina *enganche vertical*. El inductor L en el emisor de T_1 tiene por finalidad la de producir un pequeño retardo en la descarga del capacitor generador de la diente de sierra, que es el C, evitando la brusquedad de los estados de bloqueo y saturación.

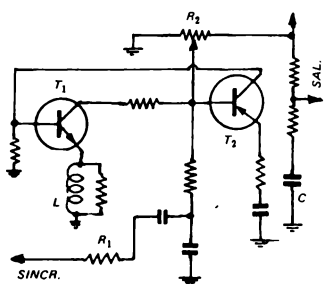


Fig. 91. – Circuito de un multivibrador para el barrido vertical usado por la MOTOROLA.

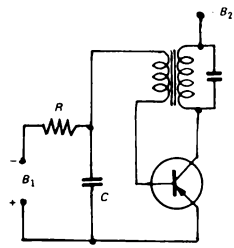


Fig. 92. – Circuito básico del oscilador de autobloqueo usado para el barrido vertical.

El oscilador de autobloqueo

Otro de los montajes que permiten lograr la onda diente de sierra es el oscilador denominado de autobloqueo, cuyo esquema básico vemos en la figura 92. Hay un circuito resonante conectado en el colector de un transistor y acoplado al mismo hay un segundo bobinado que pertenece al circuito de base. La fuente B_2 alimenta al colector y otra fuente B_1 da polarización a la base a través de R. El capacitor C puede cargarse con esa misma fuente. El circuito resonante entra en oscilación al recibir la carga inicial y se producen oscilaciones amortiguadas según la curva $ABCD$ del gráfico 1 de la figura 93. Durante el lapso AB del gráfico 1

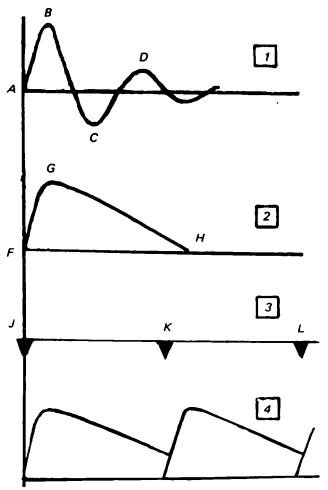


Fig. 93. – Gráfico del funcionamiento del oscilador de autobloqueo para producir la onda diente de sierra.

el diodo base-emisor conduce y se carga C, que es el tramo FG del gráfico 2. Cuando la señal oscilante comienza a disminuir, a partir del punto B, el capacitor comienza a perder su carga y según los valores de R y C la descarga continúa hasta H. Como la carga de C es positiva, mientras dura la misma el diodo base-emisor queda bloqueado y los ciclos negativos de la oscilación no se producen, ocasionando una rápida amortiguación. Cuando la tensión remanente de carga se hace inferior a la de la fuente B_1, el diodo mencionado comienza a conducir y ello da origen a la reanudación del ciclo.

Tendríamos de esta manera cargas y descargas de C que tienen la forma buscada, pero necesitamos sincronizarlas para asegurar la coincidencia de los barridos en el receptor y en el transmisor. Para ello se agrega un bobinado auxiliar al par de bobinados que teníamos (figura 94) y al mismo se le aplican los pulsos de sincronismo. Ello ocurre según el gráfico 3 de la figura 92. Cada pico interrumpe el proceso de descarga cuando falta poco para terminar y da origen a la formación de un nuevo ciclo. Así las curvas de carga y descarga toman el aspecto del gráfico 4 de la figura 93.

El circuito mostrado en la figura 94 es un montaje usado por la NOBLEX y emplea un transformador de tres bobinados, según fue explicado. La fuente B_1 tiene un potenciómetro para ajustar la tensión a voluntad y entonces se dispone de un control de enganche vertical. El diodo es para amortiguar los pulsos de oscilación.

Circuito completo de barrido

En los circuitos prácticos encontramos osciladores para el barrido vertical del tipo autobloqueo o multivibradores, pero cualquiera sea el utilizado, la tensión obtenida se amplifica mediante una o más etapas para alcanzar la amplitud necesaria. Esto lo comprobaremos al analizar los circuitos comerciales que tenemos en este libro, como lo hacemos habitualmente al final del capítulo. Pero, para adelantar al lector algunos montajes típicos, tomaremos un par de ejemplos de circuitos completos.

Véase primero el circuito que muestra la figura 95 que pertenece al NOBLEX modelo NT12. El oscilador que tiene es el visto en la figura 94 con el transistor TR501, destacándose a la izquierda el transformador de tres bobinados del oscilador de autobloqueo, el superior de los cuales recibe los pulsos de sincronismo del circuito correspondiente que no se ve en la figura. A continuación viene una etapa excitadora (TR502) y luego la amplificadora (TR503). En el circuito de colector del mismo encontramos la carga formada por un autotransformador al que se denomina choque de salida vertical, que está abajo a la derecha. De aquí se envía directamente la señal diente de

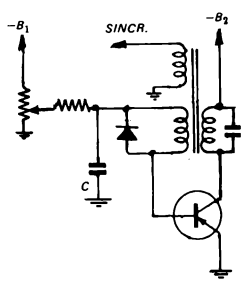


Fig. 94. – Agregado de un bobinado para introducir en el oscilador de autobloqueo los pulsos de sincronismo.

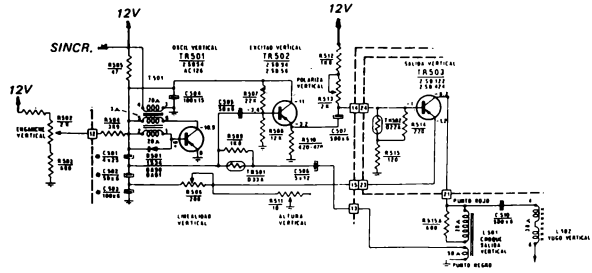


Fig. 95. – Circuito de la sección de barrido vertical del televisor NOBLEX modelo NT12.

sierra al yugo vertical a través del capacitor C510.

El circuito está provisto de los controles típicos, que son el de altura vertical, abajo, el de enganche vertical, a la izquierda y el de linealidad. Además hay un potenciómetro de ajuste de la polarización de la etapa de salida que vemos en el circuito de base de la misma.

La figura 96 muestra otro circuito completo; éste corresponde al SONY modelo TV500U y tiene oscilador de autobloqueo. Derivado sobre el bobinado inferior hay un diodo que actúa como amortiguador de los pulsos de oscilación, tal como el que vimos en la figura 94. La polarización de base del X701 se hace variable para disponer de un control de enganche (VERHOLD.) La onda se forma en el capacitor C_{703} en combinación con R_{703}. El control de altura (VERHEIGHT) es el potenciómetro VR_{702}. Después del oscilador hay una etapa excitadora (VERDRI.) y un amplificador final (VEROUT).

En el circuito aparecen una serie de oscilogramas para ver la forma de onda en cada punto indicado. La inicial nos resulta conocida, aunque un poco modificada en su forma y la que tenemos en la base del transistor X703 tiene la forma típica, pero a la salida tenemos una forma distinta

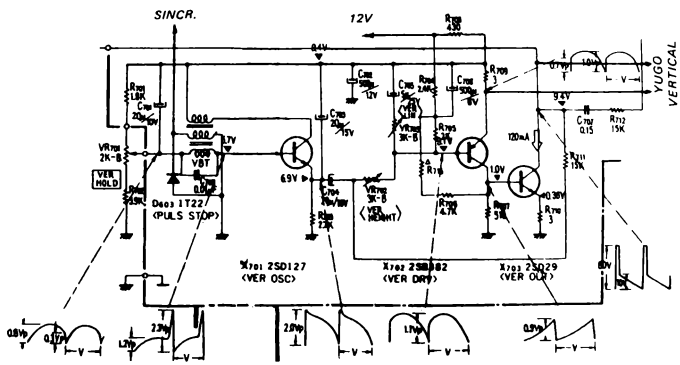


Fig. 96. – Circuito de la sección de barrido vertical del televisor SONY modelo TV500U.

en el colector de dicho transistor y más adelante explicaremos la razón de la corrección efectuada.

El integrador Miller

Los sistemas de formación de la onda de barrido vertical vistos antes comprendían un oscilador, sea del tipo multivibrador o del autobloqueo, al que seguía un amplificador de una o más etapas. Posteriormente a la vigencia de esos sistemas se diseñaron otros montajes diferentes, de los cuales ha trascendido y se usa en televisores uno que se basa en hacer solamente un amplificador al cual se lo somete a una fuerte realimentación positiva. Sabemos por la teoría de la electrónica que tal situación produce un estado oscilante y por ende podemos hablar de un solo conjunto oscilador-amplificador.

Si recordamos la figura 77, teníamos allí que se producía la acumulación de cargas de un capacitor a través de un resistor de valor elevado, efecto al que se llamó integrador. Este efecto inspiró el montaje que mostramos en forma sintética en la figura 97, en la que vemos dos etapas de un amplificador, en el cual provocamos realimentación desde el emisor de la segunda hasta la base de la primera por el capacitor C, en serie con el cual se halla además el resistor R.

Veamos el proceso. Si la llave que vemos a la izquierda está cerrada, el capacitor no puede cargarse, pero al abrirla se carga a través de R y se produce en C la pendiente ascendente de la diente de sierra. En cierto momento se cierra la llave y se interrumpe la carga y se produce una descarga rápida, resultando la pendiente brusca del retroceso de la diente de sierra. El potenciómetro intercalado sirve como control de altura de la diente de sierra y por tanto del barrido vertical.

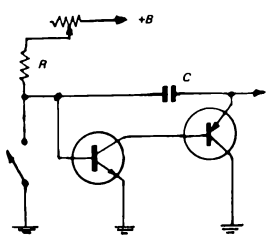


Fig. 97. – Circuito básico del integrador de Miller para obtener la onda diente de sierra.

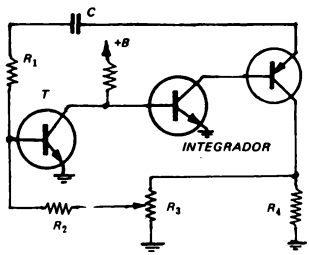


Fig. 98. – Agregado de la llave de disparo al integrador de Miller de la figura anterior.

Claro que no podemos pensar en una llave mecánica y entonces hay que aplicar allí una llave electrónica. Para ello se recurre a un transistor adicional al que se denomina *llave de disparo* que vemos incorporado en la figura 98 y que corresponde al montaje usado por FAPESA en su modelo TV200B. El transistor T es la llave mencionada y los otros dos forman el integrador Miller ya explicado. Hay dos fuertes lazos de realimentación positiva, uno superior por C y otro inferior por R_2 y R_3. El transistor T funciona como llave abierta cuando está al corte y como llave cerrada cuando está saturado. Veamos el funcionamiento.

Durante el flanco de avance o sea la carga del capacitor el transistor T permanece al corte por no tener polarización de base y la corriente de salida circula por R_4. Alcanzada la carga máxima, T comienza a conducir y con ello empieza la descarga del capacitor o sea el flanco descendente de la diente de sierra. Por el otro lazo se ocasiona la saturación de T, porque al subir la tensión de salida comienza la carga de C y satura al transistor, lo que equivale a llave cerrada. Al cabo de cierto tiempo termina la carga, se reduce la corriente, cesa la saturación y la llave se abre. Este dura hasta que termine la descarga de C y la tensión desarrollada en R_4 alcance un valor que corresponda a la tensión de base de T necesaria para que se desbloquee.

Para poder observar el esquema completo de este sistema de oscilador vertical nos remitimos al circuito Nº 2, página 56, donde lo vemos en la parte inferior al centro. Allí observamos que los pulsos de sincronismo vertical se inyectan mediante un diodo en el colector de la llave de disparo TR18. Vemos también que los controles habitua-

les están: el de enganche en el circuito de base de TR18 y el de altura en el circuito de colector del mismo transistor. La salida tiene el choque L_{18} y la conexión para el yugo vertical se toma del circuito de emisor de TR18. Hay también dos controles de linealidad, de los cuales hablaremos de inmediato, pues se trata de una de las correcciones que se hacen sobre la forma de onda del barrido.

Corrección de linealidad

Si recordamos la figura 87 notaremos que los flancos de la onda diente de sierra forman parte de curvas exponenciales y hasta ahora hemos supuesto rectos los tramos aprovechables. Pero en la realidad no ocurre así y si bien el flanco de retroceso no nos preocupa pues la pantalla permanece negra, el flanco de avance debe ser lineal pues sus curvaturas producen deformaciones en la imagen. La figura 99 nos ilustra sobre el problema; el gráfico 1 muestra la onda real, con la deformación de flancos ascendente y descendente. Dejando de lado el segundo veamos cómo podemos enderezar al primero

Hay muchos sistemas y expondremos uno para orientar al lector sobre el proceso. En el esquemita lateral vemos al resistor R_1 y los capacitores C_1 y C_2 que forman el conjunto encargado de suministrar la onda diente de sierra. Al dividir al capacitor en dos se puede agregar la conexión de R_2 y C_3 que se ponen para que produzcan una descarga exponencial como la que muestra el gráfico 2. Ahora si sumamos los efectos, el del gráfico 1 y el del 2, obtenemos la curva del gráfico 3 que ha perdido su defecto y muestra un flanco de carga recto.

Claro que hay que dimensionar correctamente a los componentes para que el efecto corrector no se pase de medida e introduzca deformación contraria. Suele hacerse variable a R_2 y a veces también a R_1 para que en la mesa de ajuste se regule la proporción de valores y se consiga una imagen sin deformaciones. Este sería el caso que vimos en el circuito Nº 2, página 56, que ya comentamos.

Corrección en S

Hay otro tipo de deformación de linealidad que se produce por razones geométricos totalmente ajenas a las características eléctricas del circuito. Para comprenderlo observemos la figura 100 que nos muestra un corte transversal del tubo de imagen con su pantalla que podemos suponer plana y una hipotética pantalla que forma un casquete esférico con centro en O, salida del cañón electrónico. Supongamos el haz catódico descendiendo y si dividimos el ángulo total recorrido, unos 114 grados en los tubos modernos, podemos imaginar seis tramos iguales, con ángulos iguales. La velocidad de desplazamiento del haz es uniforme y entonces sobre el casquete teórico se recorrerán espacios iguales. Cada ángulo *d* marca sobre el círculo igual longitud. Pero no ocurre lo mismo sobre la pantalla real, pues los tramos *a*, *b*, *c* etc. no son iguales pese a que corresponden a tiempos iguales de barrido. La consecuencia de esto es que la imagen se estira en la parte superior y en la inferior de la pantalla, adquiriendo proporciones correctas en la zona central.

Para corregir esto observemos los gráficos de la derecha; el superior muestra la diente de sierra normal que tanto costó conseguir. Bien, así no nos sirve pues se producen los estiramientos de que hablamos y por ello tenemos que estirar la onda en el comienzo y en el final del flanco de

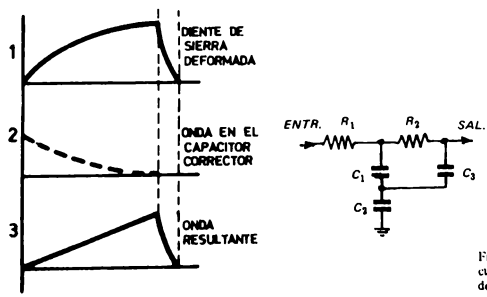


Fig. 99. – Corrección de la curvatura del flanco de avance de la onda diente de sierra.

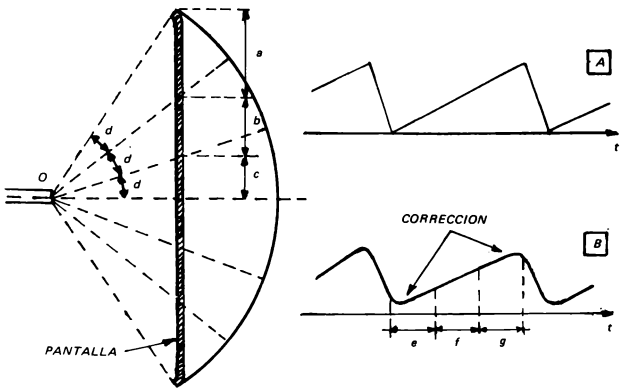


Fig. 100. – Corrección de la alinealidad por razones geométricas que se produce en el tubo de imagen.

avance. Si damos a esos extremos formas curvas la longitud de los tramos *e* y *g* se incrementará y si las hacemos iguales a la *f* del tramo central se habrá corregido el defecto. Por la forma que adquiere la onda diente de sierra se ha dado a esta corrección el nombre de la letra *S*, que se asemeja a la deformación intencional provocada.

La manera de obtener la corrección en *S* es variada y mostraremos una que encontramos en el circuito Nº 2, página 56. Consta de una malla formada por los resistores R_{100} y R_{105} y los capacitores C_{81} y C_{84} que se hallan en el circuito de la deflexión vertical. El proceso es siempre aprovechar ondas exponenciales de la carga y descarga de los capacitores para deformar una curva existente, en forma similar a lo que explicamos para la figura 99.

Inclusión del tramo trapecial

El retrazado del barrido debe producir el borrado o ennegrecimiento total de la pantalla del televisor, según lo vimos en la figura 42. Luego necesitamos incluir en la onda diente de sierra una porción rectangular. Si recurrimos a la figura 101 vemos en la parte superior la onda diente de sierra normal, la cual la hemos dejado sin la corrección en *S* para simplificarla. El retroceso, producido por la descarga del capacitor generador es recto. Pero para obtener el borrado que necesitamos damos a ese retroceso la forma que muestra el gráfico inferior.

Volvamos a observar el circuito Nº 2, página 56, y veremos allí la serie formada por el capacitor C_{82} y los resistores R_{103} y R_{104}. Su misión es suministrar a la base de TR19 un potencial que produzca por un instante un salto de tensión negativa que haga descender bruscamente la descarga del capacitor generador de la diente de sierra, formando así el pulso rectangular buscado.

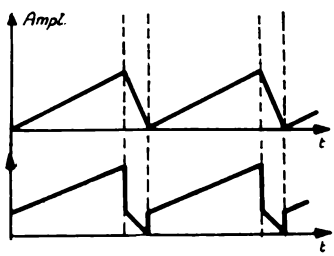


Fig. 101. – Formación de retroceso trapecial para la onda diente de sierra.

Circuitos comerciales

Siguiendo con la práctica ya conocida de buscar en los circuitos comerciales incorporados a este libro las secciones que se describen en cada capítulo, lo haremos ahora con la correspondiente al barrido vertical, destacando en cada caso el sistema empleado para sus partes.

Circuito Nº 1, página 40 (DELM). Parte del conjunto comienza en el C.I. AN334 y pasa luego al oscilador con el transistor *Q6*, del tipo de autobloqueo. El amplificador es el transistor *Q8* y tiene acoplamiento al yugo mediante un transformador.

Circuito Nº 2, página 56 (FAPESA). Tiene oscilador-amplificador del tipo a integrador de Miller, con los transistores TR19 y TR20; la llave de disparo es el transistor TR18, todo ello según las figuras 97 y 98.

Circuito Nº 3, página 72 (HITACHI). El oscilador es del tipo de autobloqueo con el transistor TR18 y el amplificador tiene dos etapas con los TR19 y TR20. La salida es con autotransformador.

Circuito Nº 4, página 88 (MOTOROLA). Usa un multivibrador como oscilador con los transistores *Q16* y *Q19*, pasando de allí al amplificador que es el transistor *Q20*; la salida es con autotransformador.

Circuito Nº 5, página 104 (NATIONAL). Este circuito tiene un multivibrador como oscilador de barrido y lo integran los transistores 2SB176 y 2SB172. El amplificador final es un transistor 2SB126B.

Circuito Nº 6, página 120 (NOBLEX). Usa oscilador de autobloqueo con el transistor TR17 y el amplificador tiene dos etapas, transistores TR16 y TR19. La salida para acoplar el yugo es a autotransformador.

Circuito Nº 7, página 136 (PHILCO). Usa multivibrador como oscilador de barrido con un transistor *Q19* y el amplificador de dos etapas tiene los transistores *Q20* y *Q21*, aplicándose la señal al yugo vertical mediante un autotransformador.

Circuito Nº 8, página 152 (SONY). El oscilador es del tipo autobloqueo con el transistor Q701 y para el amplificador de dos etapas está equipado con los transistores Q702 y Q703. La salida tiene autotransformador.

Día 9

Debemos proseguir con el análisis de las diferentes secciones del televisor transistorizado y ahora le toca el turno a la que corresponde al barrido horizontal. Como en el capítulo anterior tratamos la del barrido vertical, cabe destacar que la que estudiaremos ahora tiene cierta similitud en su aspecto funcional, si bien grandes diferencias en su montaje, respecto de la anterior. La similitud radica en que también aquí tendremos un oscilador para generar una señal que controlará la carga y descarga de un capacitor, que es el encargado de suministrarnos la onda diente de sierra y de allí amplificaremos esa onda hasta que alcance la amplitud necesaria para producir la deflexión del haz en el tubo de imagen. Pero nos encontraremos con que en la sección del barrido horizontal tenemos un dispositivo colateral muy importante, que es el generador de la alta tensión para el tubo y otro que se encarga de controlar en forma automática la frecuencia del barrido, y es el C.A.F. que será tratado en el capítulo próximo.

También en esta oportunidad describiremos los montajes básicos para cada sección y luego ubicaremos en los circuitos comerciales la misma, comprobando así cuál eligió cada fábrica y las similitudes que se encuentran en algunos casos. De este modo el lector se irá familiarizando con los televisores reales y verá facilitada su labor de armado o de reparación de los mismos.

EL BARRIDO HORIZONTAL

Cuando estudiamos los osciladores para la deflexión vertical vimos que había tres tipos fundamentales, dentro de los cuales aparecían variantes que les habían introducido los diseñadores. En el caso del barrido horizontal también se puede hablar de tres tipos pero la subdivisión no guarda similitud con la que vimos en el capítulo anterior. Veremos ahora que se emplean los osciladores de autobloqueo, los senoidales y una variante que puede considerarse mezcla de ambos tipos. Como se ve la única coincidencia es que en el barrido vertical también se usa el tipo autobloqueo.

Otra consideración que debe tenerse en cuenta es que ahora debemos generar una señal diente de sierra de 15.625 Hz, mientras que en el vertical la necesitábamos de 50 Hz. Y la tercera cuestión que nos apartará de toda comparación con el tema del capítulo anterior es que la etapa de salida entregaba al yugo vertical la señal para la deflexión mientras que ahora tenemos en esa etapa un transformador de salida muy singular que, aparte de su función específica, nos suministra tensiones que necesitamos para otras secciones, entre ellas la muy alta tensión aceleradora del tubo de imagen.

Planteadas ya estas consideraciones iniciales pasaremos a la descripción de la generación de la onda diente de sierra horizontal. Comencemos por el oscilador de autobloqueo, por resultarnos ya conocido, desde que su principio fue tratado en el barrido vertical.

El oscilador de autobloqueo

En el capítulo anterior estudiamos el comportamiento del oscilador del tipo llamado de autobloqueo para gobernar los ciclos del barrido. Ahora estudiaremos la conformación de similares montajes para el barrido horizontal, cuyo circuito básico muestra la figura 102. El transistor está sometido a una fuerte realimentación positiva debido a que los dos bobinados están conectados uno a la base y otro al colector. En el retorno del circuito de base se aplica la tensión de control

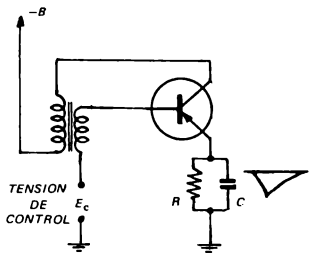


Fig. 102. – Esquema básico del oscilador del tipo autobloqueo para el barrido horizontal.

de frecuencia de la operación, la cual proviene del tratamiento de los pulsos de sincronismo que se hace en el comparador de fase del C.A.F., tema de nuestro próximo capítulo. El emisor tiene el resistor de polarización *R* y el capacitor *C* que producirá la onda diente de sierra. Para comprender el funcionamiento observemos simultáneamente con la figura 102 del circuito, la 103 del gráfico de tensiones. El gráfico 1 da la tensión de colector, el 2 la de base y el 3 la de emisor. El nivel dado por la horizontal desde *A* marca la tensión de la fuente *–B*, el de *B* da la tensión nula de colector, o sea el estado de saturación; el nivel *D* da la tensión de base sin pulso sincronizador o sea tensión

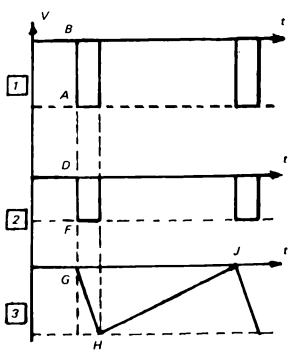


Fig. 103. – Diagramas de las tensiones en los electrodos del transistor de la figura 102.

nula y el *F* es la tensión del pulso. El nivel *G* es la tensión en emisor con transistor bloqueado o sea nula y el *H* la tensión de emisor con transistor saturado, o sea la máxima, porque al ser la corriente máxima la caída en *R* dará el valor mayor.

Al aparecer un pulso en base el transistor que estaba bloqueado comienza a conducir y la tensión de colector comienza a disminuir, continuando este estado hasta alcanzar la saturación. Mientras, el incremento brusco de tensión en la base hace conducir al diodo base-emisor y la tensión desarrollada en *R* carga el capacitor *C* según *GH*. Terminado el estado de saturación el transistor se bloquea y comienza la descarga de *C* obteniéndose el flanco *HJ* que es el de avance en la diente de sierra.

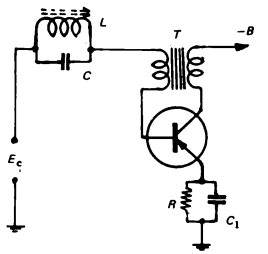


Fig. 104. – Agregado del circuito volante al oscilador de autobloqueo para lograr estabilización.

En la realidad el funcionamiento no es tan impecable como se ha descripto, por diversas razones, entre las que se cuentan las capacidades parásitas, variaciones en la tensión de la fuente, etc. Entonces, para dar estabilidad de frecuencia al conjunto se agrega un circuito volante, que consiste en un conjunto *LC* en paralelo, resonante a la frecuencia del barrido y que vemos incorporado en la figura 104, con la bobina *L* ajustable y el capacitor *C*. El otro capacitor C_1 es el generador de la diente de sierra como antes. Veamos su acción sobre el circuito.

Cuando se inicia el proceso de saturación, instante que corresponda a la vertical por *A* de la figura 103, aparece en el secundario o bobinado de base del transformador *T* una brusca elevación de tensión, la que hace circular corriente por este circuito, incluída la bobina *L*. Por tratarse de una inductancia no reacciona a los cambios bruscos de corriente y se produce una

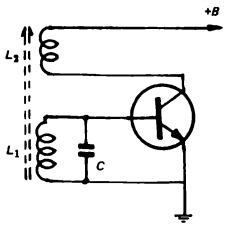


Fig. 105. – Esquema básico del oscilador del tipo senoidal con realimentación por colector.

carga en su capacitor derivado. Ahora comienza un proceso de descarga de C sobre L y la tensión inducida en esta bobina carga nuevamente a C y así siguiendo como corresponde a un proceso oscilatorio. Ajustando L para que alcance un valor que con C produzca resonancia a la frecuencia del barrido, el conjunto ejerce sobre el proceso una influencia más decisiva que la del oscilador solo y gobierna con exactitud la frecuencia de la diente de sierra. Los pulsos sincronizadores actúan entonces para gobernar el inicio de cada ciclo del conjunto volante LC.

Oscilador senoidal

Por las numerosas aplicaciones que tiene en diversas ramas de la electrónica es conocida la estabilidad que presenta en su funcionamiento el oscilador del tipo senoidal a bobinado resonante. Se explica así la tendencia demostrada por los diseñadores para emplearlo en los circuitos de barrido horizontal de los televisores. Si se da un vistazo a los circuitos comerciales veremos que muchos usan el oscilador de autobloqueo pero otros incorporan el tipo senoidal, como es fácil comprobar.

El circuito básico del oscilador senoidal se ve en la figura 105 y la diferencia que tiene con el de la figura 102 es que el bobinado principal L_1 tiene derivado el capacitor C que no tenía allí el otro. De este modo estamos frente a un oscilador básico como el que vimos en la figura 10. La realimentación para mantener las oscilaciones se logra con un segundo bobinado L_2 que pertenece al circuito de colector del transistor y que por lo tanto reinyecta al circuito primario parte de la oscilación y compensa las pérdidas que la amortiguarían.

No es el mostrado el único método para realimentar al bobinado primario, pués la figura 106 muestra otro, que consiste en usar un bobinado único L en paralelo con el capacitor de resonancia C. Este bobinado tiene una derivación que se conecta al emisor del transistor y entonces la corriente de colector pasa por la sección inferior y realimenta a todo el bobinado, manteniendo la oscilación.

Como es más sencillo actualmente hacer variable la inductancia de una bobina que la capacidad de un capacitor, se le coloca a la misma un núcleo deslizable, lo que permite variar la inductancia y producir el ajuste para lograr la resonancia perfecta de L y C a la frecuencia del barrido horizontal, o sea 15.625 Hz. Ahora queda el problema de que la frecuencia de resonancia que ajustamos puede no coincidir exactamente con la del barrido horizontal en el transmisor y se hace necesario incorporar un control de frecuencia a cargo de los pulsos del sincronismo horizontal.

El problema se resuelve con el agregado de un dispositivo al que suele denominarse *reactancia electrónica*, la cual actúa controlada por los pulsos de sincronismo previamente tratados en el C.A.F. el cual entrega la tensión de control (tema de nuestro próximo capítulo). Para mostrar su efecto se ha tomado de un circuito comercial, el FAPESA TV200B, el conjunto de oscilador senoidal con la reactancia electrónica y lo mostramos en la figura 107. Como hay otros métodos para lograr la reactancia electrónica, advertimos que el mostrado recibo el nombre de *defasador*. Consta del transistor Q_1 con el capacitor C_1 y el resistor R_1, todo lo cual precede al oscilador senoidal con la bobina L y el transistor Q_2.

Los valores se dimensionan de modo que C_1 tiene baja capacidad, lo que redunda en alta reactancia comparada con el valor de R_1 que tiene baja resistencia. La tensión que tengamos sobre

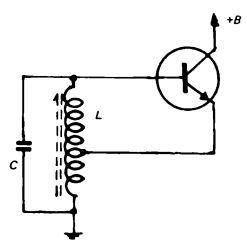


Fig. 106. – Esquema básico del oscilador senoidal con realimentación por emisor.

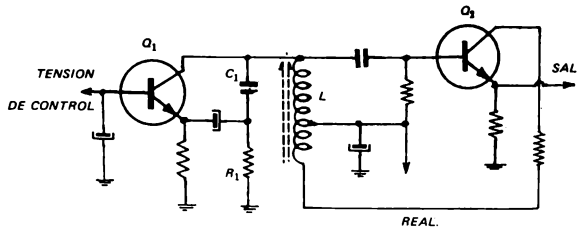


Fig. 107. – Agregado de reactancia electrónica al osciladar senoidal a fin de regular la frecuencia de trabajo.

R_1 se aplica el emisor de Q_1 a través de un electrolítico que no tiene otra misión que la de aislación de tensiones continuas. O sea que a los efectos del proceso Q_1 recibe señal en emisor y la entrega por colector, es decir que trabaja como un amplificador de base común, en el cual la señal entre la entrada y la salida sufre un defasaje de 180 grados. Pero la corriente a través de C_1 está adelantada de 90 grados respecto de la tensión por el efecto capacitivo y combinando los 180 grados entre la tensión en R_1 y la de colector con los 90 grados en adelanto que ahora tenemos resulta un atraso de 90 grados entre la corriente y la tensión de Q_1. Esto equivale a un efecto inductivo, o sea que Q_1 se comporta como una bobina derivada sobre L.

Ahora es cuestión de dejar un valor fijo para L y hacer variable al inductor simulado por Q_1 y ello es fácil, puesto que el valor de la inductancia simulada depende de la relación entre tensión y corriente y esto lo podemos hacer depender de la tensión aplicada a la base. Inyectando en ella los pulsos de sincronismo produciremos variaciones en los valores de tensión y corriente tales que la inductancia combinada con L se haga de tal valor que dé a la oscilación la frecuencia exacta del barrido horizontal.

Desde aquí el oscilador senoidal con Q_2 es convencional; la realimentación necesaria para entretener las oscilaciones se hace desde el colector hasta el extremo inferior de L y del circuito de emisor se toma la señal amplificada para enviarla a la etapa amplificadora del circuito de barrido horizontal.

Hay variantes en algunos montajes comerciales e inclusive se combinan a veces los efectos del tipo de autobloqueo con el senoidal. Ejemplo típico de estas combinaciones es el sistema usado por la MOTOROLA y que vemos en el circuito Nº 4, página 88, al que se denomina control directo. El inductor L500 en el circuito base-emisor del transistor Q_{21} tiene derivación para producir la realimentación y obtener así el efecto de disparo y ocasionar la carga del capacitor C_{506}. Por tratarse de elementos senoidales el conjunto toma en cierto modo el comportamiento de los osciladores de ese tipo, pero la conexión de la bobina se asimila al montaje en autobloqueo. Y todavía hay un efecto auxiliar mediante el capacitor C_{507} que hace que la señal de disparo aparezca en el emisor de Q_{21} además de estar en la base del mismo. Este detalle hace que trabajando Q_{21} la acción se produce a través de C_{506} pero al bloquearse tal transistor su diodo base-emisor se polariza en sentido contrario y desaparece la acción de C_{506} y comienza a actuar el proceso a través de C_{507}. Se tiene así que la frecuencia de oscilación tiene un doble control; por un lado la que responde a los valores del conjunto senoidal LC y por el otro por la acción de los pulsos de sincronismo que vienen desde el separador Q_{17}.

La etapa de salida horizontal

El oscilador del barrido horizontal, tema que hemos visto, entrega señal a un amplificador que aumentará su nivel hasta el necesario para disponer de una diente de sierra en el yugo deflector que cumpla con su misión. Al respecto cabe hacer una comparación con el barrido vertical si nos referimos a los tiempos en que se cumple un ciclo completo de los barridos. En efecto, el ciclo de barrido vertical se cumple en 20.000 microsegundos y el del horizontal en 64 microsegundos. Salta a la vista que el primero es un proceso lento y el segundo es rápido y si pensamos que la señal diente de sierra debe ser una corriente que recorra las bobinas deflectoras, por tratarse de una co-

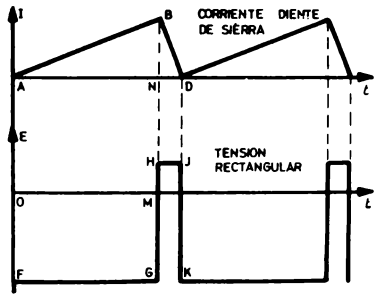


Fig. 108. – Una corriente diente de sierra da origen a una tensión rectangular y una tensión rectangular origina una corriente diente de sierra.

rriente variable circulando por inductancias ocasionará fenómenos de autoinducción. En el yugo vertical ese fenómeno no es tan importante por la lentitud con que ocurre pero en el horizontal, de mucha mayor velocidad, adquirirá una importancia que no puede dejarse de lado.

Lo dicho plantea el problema de diseñar circuitos deflectores horizontales de muy alta eficiencia y estudiaremos los distintos sistemas ideados para lograrla que se encuentran en uso. Pero antes debemos analizar la forma de onda de la señal diente de sierra que debe entregarse al yugo para que en el mismo circule una corriente diente de sierra.

Veamos la figura 108 que muestra en el gráfico superior la corriente diente de sierra cuyo primer tramo es la quebrada ABD. Si tal corriente recorre una bobina se producirá una tensión de autoinducción cuya forma de onda queremos conocer. Veamos: durante el tramo *AB* la corriente tiene una variación uniforme y con sentido positivo y de acuerdo con las leyes de la electrotecnia, eso da una tensión constante y negativa representada por la recta *FG* en el gráfico inferior. En efecto, tales leyes dicen que la tensión inducida es proporcional a la variación de corriente y se opone a la causa que la genera, por lo tanto tiene sentido contrario al de la variación. En el punto *B* la corriente cambia bruscamente el sentido de las variaciones, pues en lugar de crecer, decrece. Luego la tensión debe pasar bruscamente de un valor negativo a uno positivo o sea salta de *G* a *H*. Durante el tramo *BD* la corriente varía en forma uniforme y entonces la tensión se mantendrá constante, tramo *HJ*. Aquí se produce un nuevo cambio en el sentido de variación de la corriente para tomar nuevamente variaciones positivas y por lo tanto la tensión cae bruscamente según *JK* y desde aquí toma los valores a partir de *K* iguales que en el tramo *FG*.

Analicemos lo ocurrido: una corriente diente de sierra recorriendo una bobina da origen a una tensión inducida de forma rectangular. La inversa también es cierta, pues si aplicamos a una bobina una tensión rectangular la corriente circulante tendrá forma diente de sierra. En efecto, las mismas leyes de la electrotecnia dicen que el fenómeno de autoinducción se opone al establecimiento de la corriente cuando se aplica una tensión a una bobina y entonces el valor de la corriente crece cuando la tensión es negativa y decrece cuando es positiva. Así, en el tramo *FG* de la tensión aplicada la corriente crece y en el tramo *HJ* decrece.

Como conclusión, para que en el yugo deflector tengamos una corriente con forma diente de sierra debemos aplicar al mismo una tensión de forma rectangular. Nuestro amplificador final del barrido deberá entregar entonces una tensión del tipo del gráfico inferior de la figura 108.

Y ahora veremos los diseños de la etapa de salida horizontal. En los televisores valvulares se

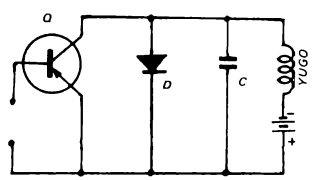
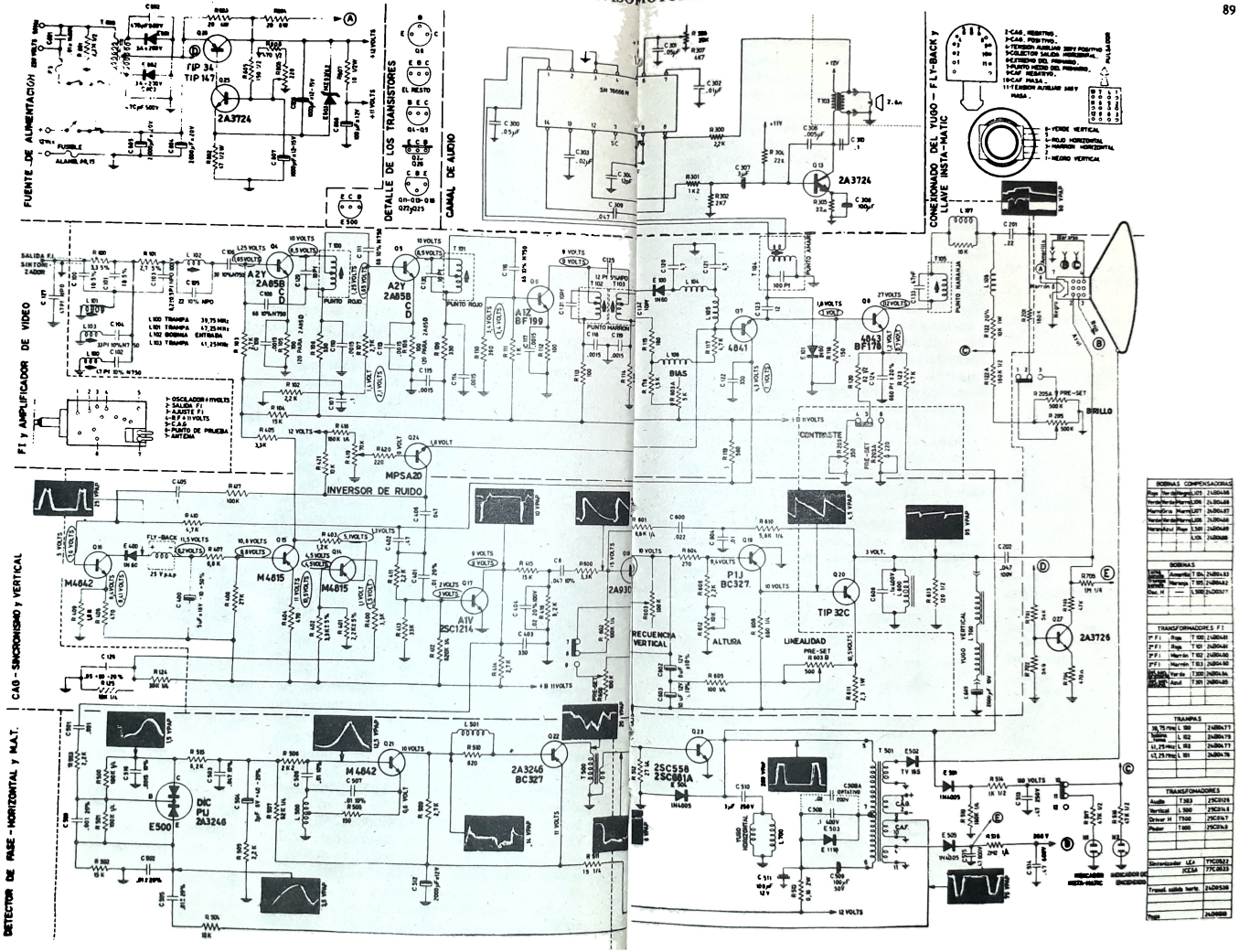


Fig. 109. – Etapa de salida horizontal con el sistema de diodo en paralelo.


FUENTE DE ALIMENTACION
DETALLE DE LOS TRANSISTORES
CANAL DE AUDIO
CONMUTADOR DEL YUGO – FLY-BACK y LLAVE INSTA-MATIC
F.I. y AMPLIFICADOR DE VIDEO
CAG – SINCRONISMO y VERTICAL
DETECTOR DE FASE – HORIZONTAL y M.A.T.
INVERSOR DE RUIDO
FRECUENCIA VERTICAL
ALTURA
LINEALIDAD
BRILLO
CONTRASTE
BIAS
TIP 34
TIP 147
2A3724
2A3726
MPSA20
M4842
M4815
2A930
2SC1214
2SC558
2SC681A
2A3246
BC327
TIP 32C
BF199
BF178
E500
DIC PIJ 2A3246
BOBINAS COMPENSADORAS
BOBINAS
TRANSFORMADORES F.I.
TRAMPAS
TRANSFORMADORES

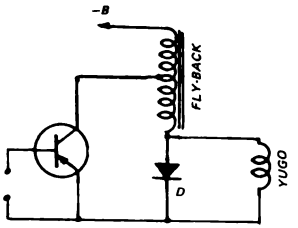


Fig. 110. – Agregado del bobinado llamado fly-back a la etapa de salida horizontal.

usaba una válvula de potencia para formar la señal diente de sierra y colaboraba con ella una rectificadora a la que se denominaba amortiguadora que proveía parte de tal señal. En los transistorizados aparece un diodo combinado con el transistor de potencia, y la manera de conectarlo permite hacer una clasificación de los sistemas. Cabe acotar que tal diodo cumple una misión de aumentar la eficiencia de la etapa, distinta de la clásica amortiguadora mencionada. Bien, tenemos la etapa de salida con diodo en serie, con diodo en paralelo y la mixta o serie-paralelo, que llevará en consecuencia dos diodos.

Etapa de salida con diodo en paralelo

La figura 109 muestra el circuito básico de una etapa de salida del barrido horizontal. Vemos allí el transistor amplificador que alimenta al bobinado del yugo pero tenemos un diodo *D* derivado entre emisor y colector. La señal proveniente del oscilador horizontal se aplica a la entrada de base y consiste en pulsos negativos. Debido a la amplitud del pulso el colector aumenta básicamente su corriente y el transistor se satura y equivale a un cortocircuito. La tensión de la fuente queda así aplicada totalmente al yugo y tiene polaridad negativa, por lo que está representada por el tramo *FG* de la figura 108; el diodo permanece inactivo por tener su ánodo negativo. La corriente en la bobina crece linealmente según el tramo *AB* de la misma figura, o sea que forma el flanco de avance.

Terminado el pulso negativo aplicado a la base ésta se polariza positivamente, el transistor se bloquea y cesa la circulación de corriente a su través. Pero el capacitor *C* está cargado con su polo positivo en la placa inferior, luego se descargará a través del yugo, dando una corriente de descarga de sentido contrario a la anterior, o sea el flanco *BD* del gráfico. Esa corriente a través del yugo haría entrar en oscilación a éste con *C* pero encuentra al diodo con polaridad directa y éste absorbe la oscilación.

En realidad, el proceso es más complicado que el que hemos descripto suscintamente, pero esencialmente se logra con este montaje el ciclo completo de la corriente diente de sierra en el yugo gracias a la presencia del diodo, pues si no estuviera habría que incorporar sistemas que aportaran cada uno una parte de la onda de corriente.

Un problema que se presenta en el circuito tan simple de la figura 109 es que hemos supuesto que en el estado de bloqueo tanto el transistor como el diodo impiden totalmente el paso de corriente y en la realidad ese impedimento no es total pues existe una pequeña conducción contraria. Entonces, los puntos *G* y *K* del gráfico de la figura 108 no quedan al mismo nivel sino que forman un escalón de tensión, el cual se traducirá en una irregularidad en el barrido. Si colocamos como carga del transistor un bobinado y al mismo le agregamos una sección, de manera que el colector quede conectado a la derivación, en la sección agregada aparecerá una tensión inducida que compensará el salto de tensión a que aludimos.

En realidad el bobinado mencionado, al que se da el nombre de *fly-back*, se agrega por otras razones, pues necesitamos obtener del circuito de salida horizontal otras tensiones que analiza-

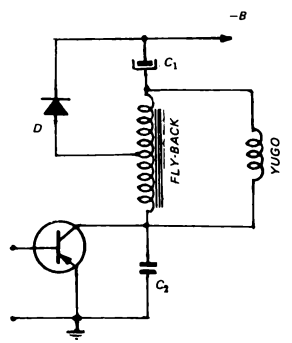


Fig. 111. – Etapa de salida horizontal con diodo reforzador de tensión en serie.

remos más adelante. Pero por lo pronto, ya nos presta una utilidad. El bobinado propuesto se ve en la figura 110 y a partir de ahora lo veremos en los circuitos deflectores horizontales.

Etapa con diodo en serie

El sistema de diodo en paralelo es el más usado en los televisores transistorizados pero se encuentran algunos que usan el diodo en serie. La razón puede ser que este montaje se asemeja al usado en los televisores valvulares en los cuales había una rectificadora que se denominaba amortiguadora o reforzadora. Para comprobar esa similitud observamos la figura 111 que muestra al diodo D en serie con el transistor. Veamos el funcionamiento que describiremos en forma simplificada, tal como lo hicimos para el caso anterior. A la base del transistor llega un pulso negativo y entonces el transistor trabaja a pleno llegando de inmediato a la saturación, circulando la corriente desde el emisor por la mitad inferior del fly-back y el diodo. Tal corriente induce una tensión en la mitad superior del bobinado y el total del mismo tendrá una tensión mayor que la de la fuente y con forma rectangular. Ya intuímos que el sistema de diodo en serie es adecuado para televisores portátiles que usan baterías de tensión no tan alta como los que se conectan a la red y pueden disponer de tensiones mayores.

Volviendo al proceso, mientras el transistor está saturado se forma la rampa de carga en la corriente del yugo y en ese momento en la base del transistor termina el pulso negativo y cesa la saturación para pasar al estado de bloqueo puesto

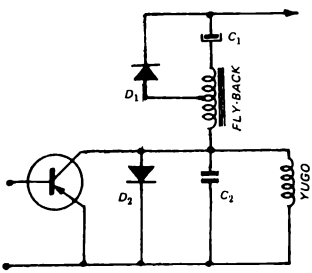


Fig. 112. – Sistema mixto con diodos en serie y en paralelo usado por algunos televisores.

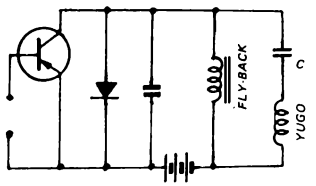


Fig. 113. – El capacitor C en serie con el yugo proporciona la corrección en S.

que la base se hace positiva. Al desaparecer la corriente la carga adquirida por C_1, de gran capacidad, se descarga sobre el yugo dando origen al flanco de descarga en la corriente a su través.

Etapas con diodos en serie y paralelo

Algunos televisores incorporan dos diodos a la etapa de salida horizontal, tal como lo muestra la figura 112. En este caso el diodo D_1 se emplea para reforzar la tensión necesaria para formar la diente de sierra en el yugo y el diodo D_2 tiene la misión explicada para la figura 109.

Como ejemplo podemos citar algunos modelos de la SONY que emplean este sistema y entonces, partiendo de la tensión general de alimentación que es de 12 V. como en la mayoría de los modelos portátiles, se obtiene una tensión de 18 V. para el yugo deflector.

Correcciones de linealidad

Tal como lo vimos para el circuito de barrido vertical, en el horizontal también se requiere corregir la forma de onda de la diente de sierra, pues acusa alinealidades o debemos provocarlas por razones conocidas.

Comencemos por la llamada corrección en S que tratamos en la figura 100. Para corregir la alinealidad en la imagen producida por razones geométricas se acude al simple expediente de producir una exponencial de descarga de un capacitor, la que al superponerse al flanco ascendente de la diente de sierra le ocasiona curvaturas en los extremos, y retardamos el barrido en los bordes izquierdo y derecho de la pantalla; en la zona central no actuamos. Nótese que hablamos de bordes laterales, por tratarse del barrido horizontal, mientras que en la figura 100 citada hablamos de zonas superior e inferior.

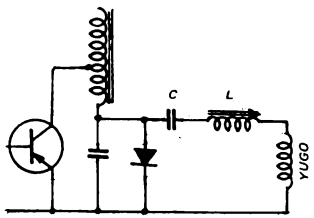


Fig. 114. – Agregado de la bobina de linealidad para corregir deformaciones de la misma.

El circuito donde puede verse el agregado para la corrección en *S* es el de la figura 113 y el capacitor encargado de darnos la onda exponencial es el *C* que va en serie con el yugo. La combinación de *C* con el bobinado da una oscilación senoidal que al superponerse al flanco recto de la diente de sierra le produce el redondeado de sus extremos, tal como lo necesitamos.

El otro caso de alinealidad es el que tratamos para el barrido vertical en la figura 99. La resistencia óhmica que tiene el yugo afecta a la forma de onda de la corriente y es menester producir antes una deformación contraria para compensarla. Como siempre, se recurre a una oscilación producida por una bobina en combinación con un capacitor y en la figura 114 vemos el lugar donde se colocan tales elementos, es decir, en serie con el yugo. A efectos de lograr un ajuste de la corrección, hay que hacer variable a uno de los elementos y es más simple lograrlo con la bobina, mediante deslizamiento de su núcleo. Esta bobina la tienen muchos televisores y se la denomina *bobina de linealidad.*

Hay que aclarar que tal bobina tiene un núcleo especial, formado por una combinación de material magnetizable y un trozo de imán. Mientras la corriente circulante es baja, la magnetización es la del imán y una pequeña de inducción y cuando la corriente aumenta la saturación hace reducir la suma de efectos magnéticos. Se logra así una alinealidad en el comportamiento y la impedancia de tal bobina es baja al final del avance de la diente de sierra, precisamente donde se produce la deformación. Al bajar la impedancia se produce un aumento de la corriente y se compensa el achatamiento en el pico del flanco de avance. Ajustando la posición del núcleo se logra en la mesa de trabajo corregir la alinealidad por observación de la pantalla de prueba.

Otras deformaciones se deben a las oscilaciones ocurridas en el yugo en combinación con todos los elementos inductivos del circuito. Para corregir tales oscilaciones se colocan capacitores de absorción en puntos estratégicos, tal como se los puede ver en los circuitos generales. También hay resistores de absorción.

Una técnica avanzada en la materia es la de utilizar los fly-back especiales, que se denomina de sintonía por *tercera armónica.* Además este tipo de transformador suministra ventajas respecto de la alta tensión que necesitamos producir en él y permite usar transistores de menores exigencias en cuanto a los picos de tensión. Este asunto no cambia los circuitos y su adopción por parte de las fábricas es muchas veces un problema de costos.

Transistores bipolares

Los primeros televisores transistorizados eran de pantalla chica pero luego se inició la transistorización general y se diseñaron circuitos para pantallas de hasta 60 cm. Las exigencias de la A.T. requerida y de otra índole impulsaron a los fabricantes a buscar mejores soluciones y una de ellas se logró gracias a la aparición de los transistores bipolares o bidireccionales, los cuales pueden alternar el emisor con el colector permitiendo ambos sentidos de circulación de corriente. Esa ambigüedad no es total, ya que en uno de los sentidos, considerado el normal, la conducción alcanza las cifras estipuladas y en la otra cifras menores. Ejemplos de estos transistores son el BU107 con tensión máxima de 300 V. y el BU105 con un máximo de 1500 V.

Estos transistores permiten suprimir el diodo amortiguador pues el transistor trabaja como tal en su dirección inversa. No obstante, algunos circuitos comerciales los usan incluyendo tal diodo. Un ejemplo conocido es el circuito NOBLEX 23NT14 (circuito Nº 6, página 120).

Fuentes auxiliares del fly-back

Hemos dicho que la inclusión del fly-back en el circuito de salida horizontal nos permitía obtener tensiones auxiliares que necesitamos en el televisor. La más importante es la llamada alta tensión (A.T.) para el tubo de imagen. En efecto, el tubo requiere una tensión aceleradora del haz del orden de los miles de Volts, llegándose en los más grandes a los 20.000 Volts. Este probelma era bien conocido en los televisores a válvulas que utilizan el fly-back con el mismo objeto.

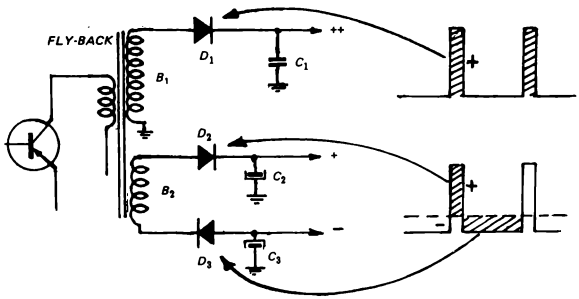


Fig. 115. – Fuentes auxiliares que se obtienen agregando bobinados al fly-back en la etapa de salida horizontal.

Es conocido el procedimiento de agregar a ese transformador un bobinado de muchas espiras y aprovechar como tensión primaria los pulsos rectangulares de salida horizontal para inducir en el bobinado agregando una tensión de valor elevado. La figura 115 nos muestra el fly-back con el bobinado mencionado que es el B_1. Los pulsos de alta tensión son rectificados por D_1 y el capacitor C_1 que dibujamos no es un componente suelto sino que el tubo de imagen se construye con revestimientos metalizados interior y exterior, actuando el vidrio del bulbo como dieléctrico. Tal capacitor así formado se emplea como filtro del rectificador de alta tensión.

El diodo D_1 no es uno común. Muchos televisores siguen usando rectificadoras de vacío como la 1B3, la DY802 o similares. El filamento de esta rectificadora se alimenta con un pequeño bobinado auxiliar colocado en el mismo fly-back. Posteriormente se diseñaron rectificadores de silicio que soportaban mayores tensiones y colocando varios en serie se lograban conjuntos aptos para la rectificación de la A.T. Y también existen las pilas de discos de selenio oxidado por una cara, que tienen propiedades rectificadoras y son de resistencia confiable; se los usa aún para los televisores de pantalla grande.

Aparte de la A.T. necesitamos otras tensiones, algunas de ellas bastante elevadas para los valores en juego en los equipos transistorizados; un caso es la pantalla del tubo, que requiere tensiones del orden de los 300 a 400 V. La solución es colocar otro bobinado como el B_2 de la figura 115 que suministre pulsos de la amplitud requerida y rectificar los mismos mediante D_2 y filtrando con el capacitor C_2.

Para tensiones algo menores, como sería el caso de la que mencionamos en el C.A.G. gatillado y otras, puede disponerse un tercer bobinado o aprovechar las partes negativas de los pulsos, como se ve en el diagramita inferior de la derecha. Los pulsos positivos van a D_2 y las partes negativas de menos amplitud, unas 5 veces menos, van a D_3, que debe colocarse invertido lo mismo que el filtro C_3.

Algunos televisores usan este sistema y otros agregan bobinados independientes al fly-back. Eso lo podemos comprobar en los circuitos comerciales que se incluyen en este libro. Al mismo tiempo comprobaremos las disposiciones de las distintas etapas que tiene el barrido horizontal.

Circuitos comerciales

Circuito Nº 1, página 40 (DELM). Parte del sistema de barrido horizontal se halla contenida en el C.I. AN334; sigue el excitador Q_7 y el amplificador Q_9. La rectificación de A.T. se hace con diodos sólidos.

Circuito Nº 2, página 56 (FAPESA). Tenemos aquí un sistema de oscilador senoidal; lo integran la reactancia electrónica con TR14 y el oscilador con TR15. Sigue una etapa excitadora con TR16 y la de salida con TR17; esta etapa es a diodo paralelo. La rectificación de A.T. es con válvula de vacío V_1. Hay una bobina de linealidad.

Circuito Nº 3, página 72 (HITACHI). Usa oscilador de autobloqueo con circuito volante y el tran-

sistor TR21. Sigue una excitadora TR22 y el amplificador es el TR23, etapa que usa el sistema mixto con diodos en paralelo y en serie. La A.T. es con diodos.

Circuito Nº 4, Página 88 (MOTOROLA). Usa oscilador de autobloqueo a control directo con Q_{21}; sigue un excitador Q_{22} y un amplificador Q_{23} con diodo paralelo. La A.T. se logra con diodo sólido.

Circuito Nº 5, página 104 (NATIONAL). Usa oscilador de autobloqueo con el transistor 2SC538, sigue un excitador con el CS1255H y el amplificador 2SC508 o similares con diodo en paralelo. La A.T. se rectifica con diodos sólidos.

Circuito Nº 6, página 120 (NOBLEX). El oscilador horizontal es del tipo autobloqueo con circuito volante y el transistor TR22. Hay una etapa excitadora con el TR23 y luego el amplificador final con el TR24, con diodo en paralelo; este transistor es del tipo bipolar o bidireccional. La A.T. se logra con diodos sólidos.

Circuito Nº 7, página 136 (PHILCO). Usa oscilador senoidal con la reactancia electrónica representada por el transistor Q_{22} y el oscilador es el Q_{23}. Sigue un excitador Q_{24} y la etapa de salida con el Q_{25} con diodo en paralelo. La A.T. rectifica mediante diodos sólidos.

Circuito Nº 8, página 152 (SONY). Emplea un oscilador de autobloqueo con el transistor Q_{801}; sigue la etapa excitadora Q_{802} y luego la de salida con el Q_{803} que lleva el sistema de diodos mixto, o sea en serie y en paralelo. La A.T. usa diodos sólidos.

Día 10

En la jornada anterior hemos tratado una sección muy interesante, pues no sólo nos suministra la onda diente de sierra que producirá la deflexión horizontal en el tubo de imagen, sino que provee al televisor de la alta tensión aceleradora para ese mismo tubo y otras tensiones auxiliares que se aplican en algunas partes del circuito. En la introducción al capítulo mencionamos que el barrido horizontal tiene un sistema de control automático que se encarga de mantener sincronizada la onda diente de sierra con los pulsos sincronizadores para evitar que algún pico de ruido provoque un desenganche en la imagen. Ha llegado el momento de ocuparnos de tal control automático, al que primitivamente se lo llamó de frecuencia, y aún se usa tal denominación en los televisores valvulares. En los transistorizados se ha preferido llamarlo control automático de fase por razones que explicaremos en el presente capítulo. La sigla con que se lo distingue en los circuitos coincide para ambas denominaciones pues es: C.A.F. Es interesante mencionar que durante el desarrollo y evolución de la televisión se crearon muchos sistemas de C.A.F. pero al arribar la época de la transistorización se logró unificar criterios y simplificar los diseños, al extremo que prácticamente encontraremos sólo dos sistemas y de muy simple montaje. Estas aclaraciones previas se han hecho para que el lector no se sorprenda al revisar un libro sobre televisión con referencias a numerosas disposiciones y denominaciones para el C.A.F. que no hallará en estas páginas.

EL CONTROL AUTOMATICO DE FASE (C.A.F.)

Si volvemos unas cuantas páginas hacia atrás y observamos la figura 82 recordaremos que esos picos de ruidos que aparecen en la modulación de video ocasionan alteraciones en el sincronismo de los barridos, por cuya razón se incorporó al sistema de sincronismo un circuito eliminador de tales picos extraños. En el caso del barrido vertical, con pulsos de sincronismo anchos y con amplitud acumulada, el problema del desenganche no preocupa por ser muy raro que ocurra por esta causa. Pero en el barrido horizontal, con frecuencia mucho mayor, con pulsos de menor amplitud y con efectos más desagradables por desenganches de la imagen, que se traducen en desgarramientos, el filtrado de ruidos que se hace en la sección de sincronismo es útil pero no suficiente para asegurar el sincronismo perfecto entre transmisor y receptor.

Debido a ello y para evitar desgarramientos en la imagen por cualquier alteración que ocasione en el sincronismo un pico extraño, se utiliza en el barrido horizontal un dispositivo especial que se encarga de mantener la frecuencia y la fase del barrido horizontal. La afirmación anterior puede parecer extraña pero a poco que analicemos el problema veremos que corresponde. Supongamos que la frecuencia del barrido horizontal se mantiene correcta, tal como lo vemos en el diagrama 1 de la figura 116. Cada ciclo de la señal de video tiene un ciclo exacto de la onda diente de sierra del barrido, pero el retrazado se produce en el centro del ciclo de la señal de video, es decir que el tiempo de borrado ocurre durante la modulación de imagen. El resultado de ello es que vemos dos medias imágenes con una franja oscura en el centro, franja de borrado. Esto nos dice que no basta sincronizar la frecuencia, sino que tenemos que ajustar la fase del barrido de tal modo que el trazado o avance transcurra durante la modulación de imagen y el retrazado durante el

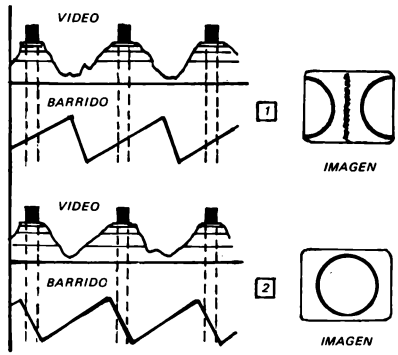


Fig. 116. – La frecuencia de los pulsos y de la diente de sierra puede coincidir pero si no tienen la fase correcta la imagen es incoherente.

borrado, como lo vemos en el diagrama 2 de la figura 116. O sea que los pulsos de sincronismo deben caer en el centro del flanco de retrazado de la diente de sierra.

Surge entonces que un sistema encargado de mantener coherente la imagen frente a perturbaciones esporádicas debe mantener la frecuencia y la fase del barrido en concordancia con iguales características del barrido en el tubo del transmisor. Por tal razón se prefiere denominar *control automático de fase* (C.A.F.) al sistema que se llamó durante mucho tiempo control automático de frecuencia. Y es que si mantenemos la fase correcta la frecuencia queda sincronizada.

En los televisores valvulares los dispositivos para sincronizar al barrido horizontal tienen diversas denominaciones como detector de fase, discriminador, sinchroguide, sinchrolock, etc. En los transistorizados se emplean prácticamente dos sistemas basados en una única acción que se denomina *comparación de fase.* Y el objetivo consiste en lograr una tensión que adquiera un valor proporcional al defasaje que se produzca entre la diente de sierra y el sincronismo, incluso que tenga un signo para un defasaje en adelanto y el signo contrario para defasaje en atraso. Esta tensión se llama *de control* y se aplica al oscilador horizontal para modificar su frecuencia y lograr nuevamente el enganche debido, o sea la puesta en fase entre pulsos y centros de retrazado de la diente de sierra. Para comprobar la aplicación de tal tensión de control observemos nuevamente las figuras 102, 104 y 107.

Hay dos tipos de comparadores de fase: uno se llama *simétrico* y el otro *asimétrico.* El simétrico usa pulsos de sincronismo de las dos polaridades y corresponde en su modo de actuar al detector de fase conocido en los televisores valvulares. El asimétrico usa los pulsos de sincronismo de una sola polaridad y corresponde al llamado discriminador en los televisores a válvulas.

Comparador simétrico de fase

Tenemos que disponer de dos señales, una con los pulsos de sincronismo y otra con la diente

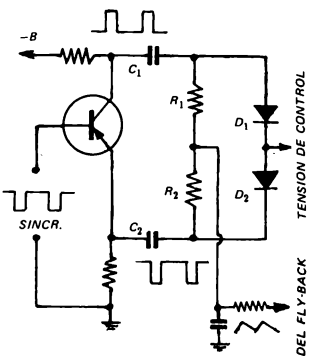


Fig. 117. – Esquema básico del comparador de fase tipo simétrico para obtener la tensión de control.

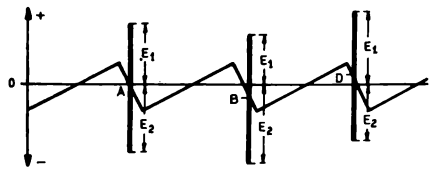


Fig. 118. – Tensiones en juego en el circuito del comparador simétrico de fase.

de sierra de salida horizontal. Los pulsos los entrega la sección de sincronismo directamente pero la diente de sierra horizontal es una corriente en el yugo y de allí no podemos sacarla. En el fly-back tenemos una tensión del tipo rectangular, según lo vimos en la figura 108 y a la misma la podemos convertir en diente de sierra según se explicó para esa misma figura. Entonces pasamos al circuito del comparador que vemos en la figura 117.

Los pulsos se aplican a la base de un transistor PNP, el cual actúa como seguidor de emisor (figura 46) de modo que entre las señales de emisor y colector se produce un defasaje de 180 grados. Los pulsos de sincronismo se reproducen con igual polaridad a los aplicados a la base, en el emisor y con polaridad contraria en el colector, y es simple lograrlos de la misma amplitud. Esos pulsos se aplican a través de sendos capacitores a las series de resistores R_1 y R_2 y de diodos D_1 y D_2. Al centro de los resistores se aplica la señal diente de sierra horizontal, la cual recorre los dos resistores y circula también por los diodos. Siendo iguales las ramas no habrá tensión de control a la salida.

Pero veamos lo que nos muestra la figura 118. Como las córrientes circulantes de los pulsos y de la diente de sierra se suman, hemos sumado en el primer gráfico las tensiones desarrolladas por ambas corrientes, pero suponiendo que los pulsos caigan justo en el centro de los retrazados de la diente de sierra. En este caso el punto A cae sobre el eje y las tensiones entregadas por los diodos, que llamamos E_1 y E_2, son iguales y por tener signos contrarios se anulan y no hay tensión de control a la salida.

Supongamos ahora que los pulsos presentan una irregularidad manifestada por un atraso de fase, o sea que caen después de la mitad del retrazado, punto B. En tal caso las tensiones resultantes entregadas por los diodos son de diferente magnitud y aparece una diferencia negativa entre E_1 y E_2, que es la tensión de control a la salida.

El otro caso es cuando los pulsos se adelantan en su fase respecto de la diente de sierra, punto D y entonces a la salida habrá una tensión positiva, puesto que E_1 es mayor que E_2; la tensión de control es ahora positiva.

Obtención de la diente de sierra

Hemos dicho que necesitábamos una tensión diente de sierra y que del fly-back podíamos sacar mediante un bobinado auxiliar una tensión rectangular. Para mostrar la transformación que debe realizarse acudimos a la figura 119, que da el circuito encargado de tal función. Los pulsos rectangulares se toman de un bobinado del fly-back con polaridad positiva y al aplicarlos al capacitor C_1 invierten la misma y quedan negativos. Durante el tramo horizontal AB la tensión permanece constante y se carga C_2 según una exponencial, como lo vimos en la figura 87. En el punto B se produce una fuerte caída en la tensión, que interrumpe el proceso y durante el tramo DF el capacitor se descarga rápidamente siguiendo otra exponencial. El nuevo salto FC da origen a otro período de carga que dura todo el tramo GH y así siguiendo. Esas exponenciales tienen poca curvatura y prácticamente puede decirse que tenemos una diente de sierra rectilínea, especialmente porque no la usaremos para el barrido sino para una función auxiliar.

Circuitos prácticos

Pasaremos ahora a examinar un circuito real

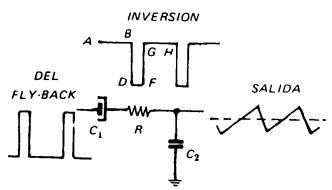


Fig. 119. – Forma como se obtiene una señal diente de sierra partiendo de los pulsos tomados del fly-back.

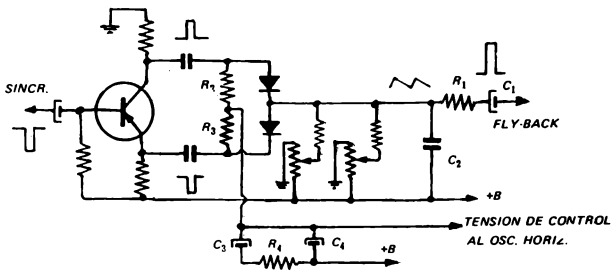


Fig. 120. – Ejemplo del comparador de fase simétrico aplicado a un circuito SONY modelo TV900U.

completo de comparador simétrico de fase y mostramos en la figura 120 al del televisor SONY modelo 900U. Los pulsos de sincronismo son negativos y se aplican a la base del transistor partidor de fase, obteniéndose en los circuitos de colector y emisor pulsos iguales pero de polaridad contraria. Los dos diodos están en serie, como corresponde a este tipo de comparador y la diente de sierra horizontal se obtiene transformando la tensión rectangular que tomamos del fly-back y aplicándola al conjunto C_1, R_1 y C_2 que entrega la diente de sierra que en este circuito se aplica al centro de los diodos. La tensión de control se obtiene del centro de los resistores R_2 y R_3. En la tensión de salida hay residuo de pulsos y para filtrarlos se usa el conjunto formado por R_4 con C_3 y C_4.

En el circuito vemos dos potenciómetros que se derivan desde el positivo de alimentación. Se aplica así una tensión continua ajustable que da un valor básico para el oscilador horizontal. Uno de los potenciómetros es para ajuste en fábrica y el otro tiene perilla en el gabinete para manejo del usuario, actuando así como control de enganche horizontal.

Comparador asimétrico de fase

El comparador simétrico requiere un transistor partidor de fase para entregar pulsos de las dos polaridades a partir de los que vienen del separador de sincronismo. Para simplificar el C.A.F. se recurre muchas veces al comparador que usa pulsos de una sola polaridad y que se denomina asimétrico. El circuito de tal solución se muestra en la figura 121 y podemos comprobar que también usa dos diodos pero conectados en oposición y no en serie como en el comparador simétrico. Los pulsos de sincronismo en este caso tiene polaridad positiva pero si el separador los entrega negativos no hay más que invertir los diodos, como veremos. Igual que en el otro comparador, introducimos en el circuito una señal diente de sierra que obtenemos transformando pulsos horizontales tomados del fly-back con el conjunto R_3 C.

Veamos el funcionamiento de este circuito. La diente de sierra circula por la serie R_1 R_2 y sus semiciclos positivos circulan además por D_2 y los negativos por D_1. Si llevamos estas circulaciones a un gráfico vemos en la figura 122 las dos dientes de sierra de polaridades encontradas. Ahora tenemos los pulsos de sincronismo que entran al punto central de diodos y resistores, dando origen a corrientes que pasan al mismo tiempo y con

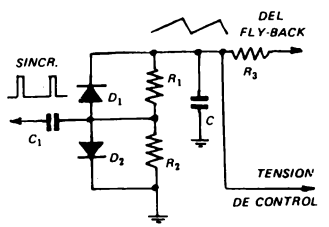


Fig. 121.– Esquema básico del comparador asimétrico de fase para obtener la tensión de control.

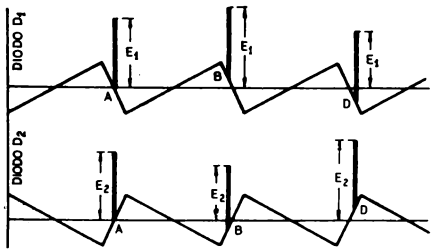


Fig. 122.– Tensiones en juego en el comparador asimétrico de fase.

igual polaridad por los dos diodos y por los dos resistores. En el gráfico debemos sumar las corrientes debidas a la diente de sierra y a los pulsos, pero las primeras son de diferente sentido para las ramas superior e inferior mientras que las segundas son del mismo sentido. Luego, si suponemos una situación de fase perfecta, puntos *A* del gráfico, las caídas de tensión que producen esas corrientes en los resistores R_1 y R_2 son iguales, valores E_1 y E_2, porque al caer los pulsos en los centros de los retrazados la diente de sierra tiene en los puntos 1 valores nulos y subsisten únicamente las tensiones de los pulsos. Como por R_1 y R_2 la circulación de los pulsos son encontradas, la tensión de control obtenida a la salida es nula.

Ahora veamos cuándo se produce un defasaje. Primero supongamos que el pulso de sincronismo se adelanta y cae antes del centro del retrazado, puntos *B*. Al sumar las caídas en los resistores que produce la diente de sierra y los pulsos se obtienen resultantes de diferente amplitud y por ende la tensión entre extremos de la serie $R_1 R_2$ no será nula sino que tendrá un valor, en este caso positivo por obtenerse circulación desde el extremo superior al inferior en la serie de resistores. Cuando el pulso de sincronismo se atrasa y cae después del centro del retrazado, puntos *D* en el gráfico, la tensión que entrega D_2 es mayor que la de D_1 y hay una tensión resultante de control a la salida, con polaridad negativa en el extremo superior de la serie de resistores.

En resumen, la tensión de control para el oscilador horizontal, obtenida en el circuito de la figura 121, tiene valores positivos cuando el pulso adelanta su fase, nulos cuando hay coincidencia perfecta y negativos cuando la fase del pulso se atrasa. El oscilador horizontal corrige su frecuencia al recibir tal tensión y el sincronismo perfecto se consigue de inmediato.

Este circuito presenta a veces el problema del capacitor C_1 a la entrada, que a los efectos circuitales queda en paralelo sobre D_2 pues los pulsos de entrada tienen su retorno por masa. Esto se compensa colocando un capacitor de igual valor derivado sobre D_1. Este detalle se ve en algunos de los circuitos comerciales que usan comparador simétrico.

A efectos de comprobar la inclusión del comparador de la figura 121 en un circuito comercial, mostramos en la figura 123 la disposición que usa la MOTOROLA. Vemos allí que por tenerse pulsos de sincronismo negativos se han invertido los diodos, tal como se anunció. La entrada de los pulsos horizontales desde el fly-back se hace a través de un capacitor de aislación al conjunto R_1 C_1 que se encarga de suministrar la diente de sierra al punto superior del comparador. La tensión de control se obtiene a través de R_2 y hay allí un conjunto de filtro regulador de la velocidad de

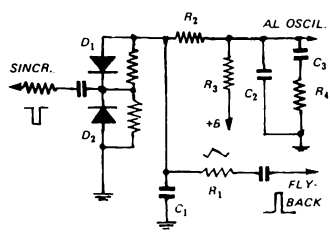


Fig. 123.– Esquema práctico del comparador asimétrico de fase empleado por la MOTOROLA.

reacción sobre el defasaje ocasional, de lo cual hablaremos. Se trata del grupo $R_4C_2C_3$. La alimentación $+B$ que se hace a través de R_3 es para dar la polarización básica al oscilador horizontal y el valor que allí tenemos fluctúa al superponerse una resultante positiva o negativa que entrega el comparador de fase.

Filtros reguladores

En ambos tipos de comparadores de fase la tensión de control obtenida a la salida tiene dos componentes: la continua y residuos de las alternas que hubo en juego. Como el control del oscilador horizontal se realiza por alteración de la polarización, necesitamos únicamente la componente continua y por lo tanto debemos filtrar los residuos de alterna. Si pensamos en los rectificadores, la idea para ese filtrado es colocar un capacitor de valor alto derivado a la salida y el problema queda resuelto.

Pero ocurre que la tensión continua de control se produce ante alteraciones en la fase de los pulsos con respecto a la diente de sierra y tal situación origina fenómenos rápidos que requieren correcciones inmediatas, sin retardos de tiempo que demorarían tal corrección y se producirían desgarramientos en la imagen. O sea que si colocamos simplemente un capacitor de filtro para absorber los residuos de alterna afectamos la velocidad de actuación del sistema corrector.

Una de las soluciones adoptadas es la que vimos en la figura 123 y consiste en colocar dos capacitores, el C_2 de valor bajo y el C_3 de valor alto. El primero se encarga de absorber los residuos de frecuencias altas, como son los pulsos horizontales, mientras que el segundo filtra las frecuencias bajas que resultan de la interacción entre pulsos y diente de sierra. A este capacitor C_3 se le coloca un resistor R_4 en serie para amortiguar su efecto.

En el comparador de la figura 120 la solución es distinta pues vemos un filtro convencional formado por C_3, R_4 y C_4. Aquí el resistor es el encargado de amortiguar el grado de absorción para no reducir la velocidad de acción del corrector de defasajes.

Acción sobre el oscilador horizontal

Una vez conocido el efecto que logran los comparadores de fase de proporcionar una tensión de control podemos analizar el comportamiento combinado con el oscilador horizontal para que el lector se familiarice con el proceso. Tenemos entonces que considerar un caso concreto cualquiera pues el análisis es similar para otros circuitos. Tomemos el oscilador de la figura 107 y el comparador de la figura 123 y analicemos lo que ocurre.

El oscilador recibe en la base de Q_1 la tensión de control que tiene un valor básico y esa cifra fluctúa en más o en menos ante una alteración de la fase correcta entre los pulsos de sincronismo y la diente de sierra horizontal. Tal polarización básica es el $+B$ que se aplica a través de R_3 en el comparador. En tales condiciones ideales, con fase correcta, el transistor Q_1 del oscilador tiene un cierto valor de la corriente circulante, una cierta caída de tensión en R_1 que da una proporción entre la reactancia de C_1 y esa caída y que se convierte en un determinado valor para la reactancia electrónica derivada sobre la bobina L; resulta así una frecuencia fija para el oscilador horizontal y la diente de sierra que controla el mismo.

Ahora supongamos que el pulso de sincronismo se produzca adelantado, punto B de la figura 122. El comparador entregará una tensión de control más positiva que aumenta la tensión de base de Q_1 en el oscilador y se incrementará la corriente por R_1; se reduce la diferencia de fase entre C_1 y R_1 y con ello la inductancia ficticia será menor. Como la misma está derivada sobre L la resultante de ambas reactancias se reducirá y con ello aumenta la frecuencia del oscilador, o sea se acorta la diente de sierra en la figura 122 y el pulso caerá en el centro del retrazado.

Si analizamos el caso de que el pulso de sincronismo se atrase, o sea llegue después de la mitad del retrazado, puntos D de la figura 122, el proceso es igual, pero invirtiendo todos los signos y resulta una reducción en la frecuencia del oscilador, la diente de sierra se estira y el pulso caerá en el centro del retrazado.

Similares análisis se podrían hacer para otros tipos de osciladores y comparadores, pero siempre encontraríamos que la corrección que realiza la tensión de control produce un efecto contrario al de la anomalía. Claro que los valores de los componentes deben ser ajustados para lograr el automatismo de la operación y esa es una tarea a realizar en el laboratorio de diseños.

Circuitos comerciales

El comparador de fase que utilizan los distintos circuitos expuestos como modelos típicos es de

uno de los dos tipos que hemos descripto y con ello queda fijado el sistema de C.A.F. Por tal motivo, si hacemos una rápida revisión de los 8 circuitos que ya hemos analizado muchas veces llegamos al siguiente resultado:

El circuito Nº 1 tiene incluído el comparador en el circuito integrado AN334. Usan comparador de fase asimétrico los circuitos Nos 2 y 4 y usan el simétrico los cinco restantes. Obsérvese que en algunos casos de comparadores asimétricos los dos diodos en oposición vienen en un bloque que se indica en los esquemas.

Día 11

Con el capítulo 10 visto últimamente puede decirse que hemos terminado la parte circuital propiamente dicha del televisor, la que comprende a las secciones de tratamiento de las señales de video y de sonido y las de los dos barridos, con las secciones auxiliares de C.A.G., sincronismo, supresión de ruidos y C.A.F. Ahora nos queda ocuparnos de la fuente general de alimentación y del tubo de imagen con sus diversas conexiones, pero estas dos secciones suelen ser consideradas aparte por no tener circuitos con componentes diversos o tener un carácter convencional manifiesto. En la presente jornada veremos las particularidades de los tubos de imagen o cinescopios para destacar las diferencias que hubiera con los clásicos utilizados desde hace años en los televisores valvulares. Insistimos una vez más en que el funcionamiento del tubo pertenece a la teoría general de la televisión y la misma no será tratada aquí, de modo que queda a cargo del lector el conocerla desde antes o leer ahora sobre el tema. Cabe mencionar que en la colección a la cual pertenece este libro hay un tomo dedicado al funcionamiento de las válvulas y los tubos de imagen, el cual sería uno de los indicados para resolver ese problema. El próximo capítulo estará dedicado a la fuente de alimentación, con lo cual completaríamos el estudio general del televisor transistorizado. Encaremos entonces el tema de la presente jornada.

EL TUBO DE IMAGEN

Después de tantos años transcurridos desde el advenimiento de la televisión resultaría tedioso hablar de los comienzos de los tubos de imagen o cinescopios, de su evolución y de la teoría de su funcionamiento, porque para todos los que se dedicaron a la TV el tema resultaría conocido y los que comienzan ahora deben encararlo estudiando la teoría general antes de arremeter con los circuitos de televisores transistorizados. Pero haremos algunas referencias concretas a fin de descartar todo un pasado en lo que a evolución se refiere. Esto es evidente, pues en los diseños modernos de televisores de estado sólido no se incluyen tubos antiguos. Y conste que esto no significa que un tubo diseñado para televisores valvulares no sirva para uno transistorizado, sino que por razones que comentaremos deben elegirse tubos que sean más aptos.

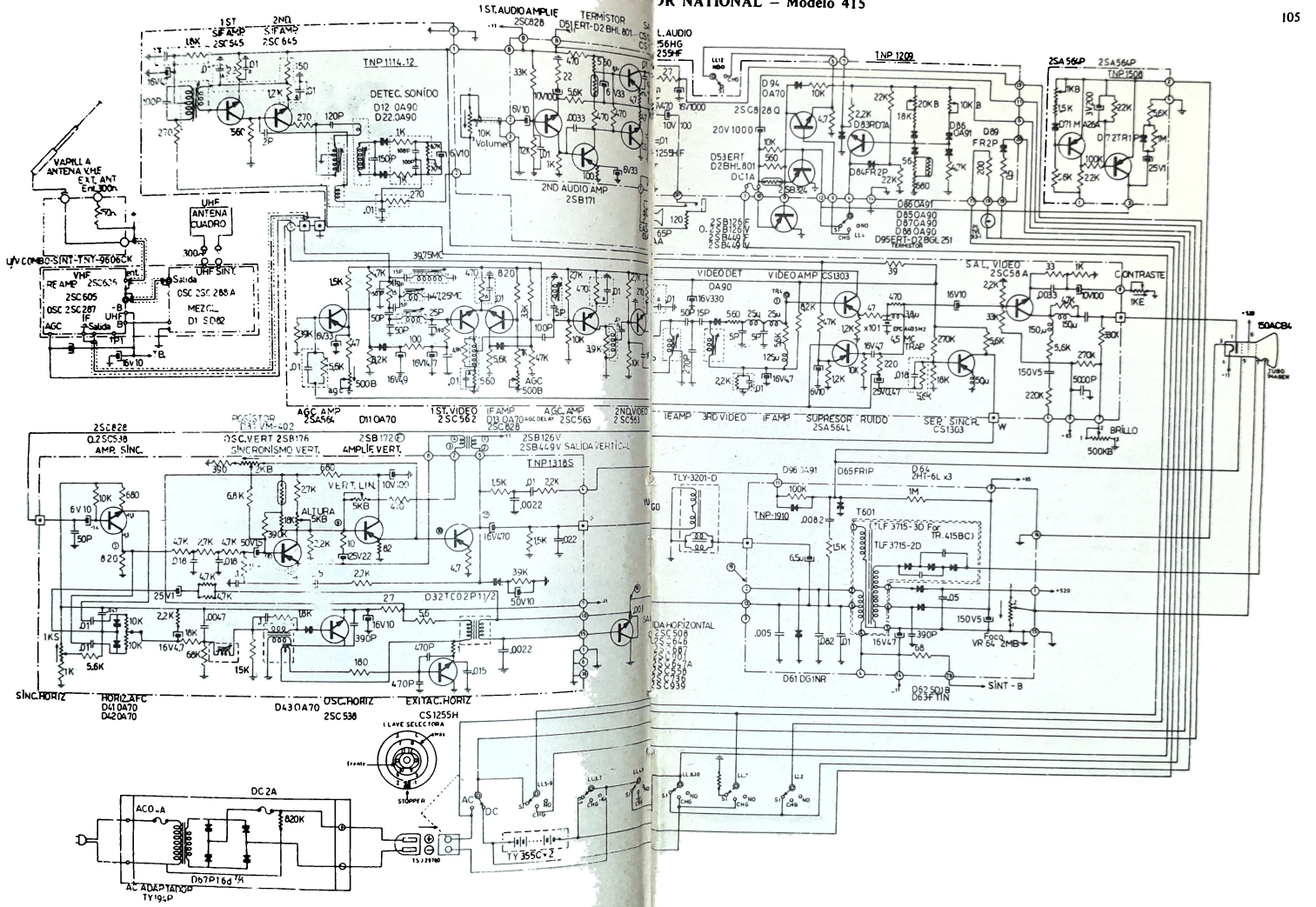
Hay tres fases destacadas en la evolución de los tubos de imagen a partir del momento en que ya se fabricaron con frente o pantalla rectangular, pues los tubos cónicos con frente circular pertenecen a un pasado remoto en lo que respecta a la televisión. La primera etapa queda definida por el aumento de las dimensiones frontales, la segunda por el acortamiento del tubo y la última por la reducción del diámetro del cañón electrónico.

El aumento de las dimensiones de la pantalla debió lograrse sin aumentar proporcionalmente la longitud del tubo y eso obligó a diseñar cañones con mayor ángulo de deflexión. Así pasamos de los primitivos tubos con ángulo de 70 grados (figura 124) a los actuales de 110 y aún 114 grados, que inclusive son más cortos que los primitivos. El diámetro del cuello del tubo, ligado al del cañón, se estabilizó en 28,6 mm y actualmente se dispone de cuellos de 20 mm. Sobre estos últimos conviene hacer una mención detallada porque presentan ventajas de diversa índole.

El tubo con cuello de 20 mm

Si se deben proyectar televisores transistoriza-

CIRCUITO Nº 5 – TELEVISOR NATIONAL – Modelo 415



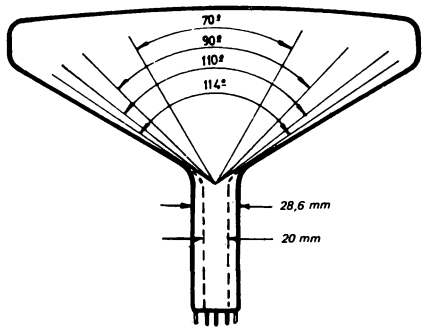


Fig. 124.– Evolución en el dimencionado de los tubos de imagen para televisores.

dos para alimentarse desde al red eléctrica, pueden usarse los mismos tubos de los valvulares, ya que colocando un transformador en la fuente de alimentación no hay inconveniente en obtener todas las tensiones que necesitamos. Pero cuando se diseñan televisores portátiles el problema cambia porque se alimentan con una batería recargable y la misma tiene comúnmente 12 Volts de tensión, Mediante el fly-back podemos obtener tensiones altas, tanto es así que conseguimos la A.T. para el ánodo acelerador que requiere varios miles de Volts, pero en cuento le agregamos muchos bobinados a tal transformador lo encarecemos. Además un equipo portátil debe tener el menor consumo posible sobre la fuente para aumentar el tiempo de uso con una carga de la batería.

Si hacemos números obtenemos que el filamento del tubo convencional de 6,3 V a 600 mA consume 3,78 Watts y uno de 6,3 a 450 mA consume 2,83 Watts. Hay actualmente tubos de 20 mm. de cuello que trabajan con 11 V a 68 mA lo que da un consumo de 0,75 Watts. Además estos tubos requieren menores tensiones aceleradoras y menores amplitudes en la señal de video lo que se traduce en poder usar transistores más económicos en las etapas finales de video y de barrido. Por ejemplo la A.T. de algunos de esos tubos es de solo 11 KV lo que ya es elocuente. Actualmente las tres fábricas argentinas FAPESA, PEA y SYLVANIA producen tubos de 20 mm. En la figura 124 hacemos una referencia gráfica que permite comparar los cuellos de 28,6 mm y de 20 mm.

Existen tablas que dan las características y conexiones en los zócalos de todos los tubos.

Tubos de encendido rápido

Durante la era de los televisores valvulares el usuario se acostumbró a esperar el tiempo de aparición de la imagen que coincidía prácticamente con la del sonido, lapso que es el requerido por las válvulas para alcanzar su régimen térmico. Claro, todo ello venía desde la época de la radio y no causó ninguna extrañeza que pasara lo mismo con los televisores. Pero vinieron las radios transistorizadas con sonido casi instantáneo y luego los televisores transistorizados que sucedieron a los valvulares, con la etapa intermedia de los híbridos o mixtos. Pero un televisor con transistores sigue teniendo una válvula: el tubo de imagen con su tiempo de caldeo. Entonces las fábricas de tubos debieron abocarse a reducir el tiempo de 20 a 30 segundos que requería ese caldeo del conjunto filamento-cátodo.

Así surgieron los tubos llamados de cátodo rápido, los cuales siguen usando el sistema de caldeo tradicional, con un filamento calefactor que calienta al cátodo, pero se ha cambiado la disposición constructiva y las sustancias empleadas para la emisión. Para dar una idea de los logros obtenidos tomaremos como ejemplo el de uno de los fabricantes, FAPESA, cuyo sistema ilustramos en la figura 125 comparándo un tubo convencional con uno rápido.

La técnica se basa en que el tiempo de calentamiento es directamente proporcional a la capacidad térmica del cátodo e inversamente proporcional a la potencia calórica. Para reducir ese tiempo debe aumentarse la potencia calórica y reducirse la capacidad térmica. En la figura comprobamos la gran reducción lograda en la masa a

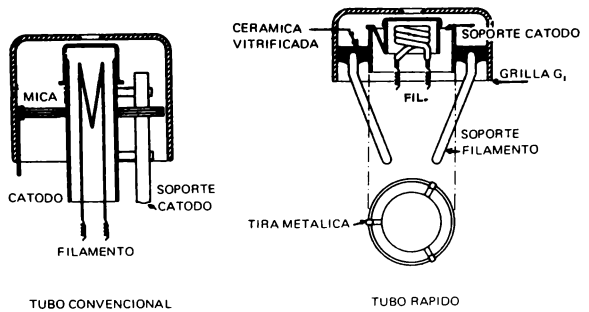


Fig. 125.– Comapración entre la construcción del conjunto emisor de los tubos convencionales y el de cátodo rápido.

calentar y la concentración del calor en el cátodo, soluciones para lograr las premisas antes fijadas. Como ejemplo pueden citarse los tubos A44-520W, A50-520W y A61-520W en los que la corriente de 300 mA convencional bajó a 240 mA. El tiempo de caldeo se ha reducido a 5 segundos con lo que prácticamente se logra el funcionamiento simúltáneo de todo el televisor.

Al mismo tiempo se han introducido cambios tendientes a reducir los consumos y las tensiones altas, de acuerdo con la tendencia antes mencionada. Así, la tensión de las grillas pantallas G_2 y G_4 se redujo de las cifras comunes de 250 a 400 Volts a sólo 130 V. Además se fijan condiciones más severas en cuanto a la cifra de tensión del filamento, pués se tolera una variación máxima de ± 1 Volt. Esto excluye la alimentación del filamento en serie con los demás, técnica usada en algunos televisores valvulares. Las razones expuestas implican que no se puede reemplazar directamente un tubo común por uno rápido sin hacer algunos cambios en el circuito. Pero a esto debe argumentarse que en televisores valvulares no interesa colocar tubos rápidos, ya que el tiempo de caldeo de las válvulas impide obtener imagen instantánea y entonces no vale la pena que el tubo tenga esa facilidad.

Los fabricantes de estos tubos recomiendan usarlos en televisores transistorizados y especifican que deben cumplirse algunas condiciones, como la de que los circuitos de sintonía y de sincronismo deben ser de funcionamiento instantáneo y que la fuente de alimentación sea de baja impedancia interna, cosa que se cumple cuando se usan transformadores en la fuente y en el fly-back. En los detalles externos los tubos rápidos son similares a los convencionales.

Alimentación y polarizaciones en el tubo

En lo que respecta al problema de la alimentación del tubo la misma queda limitada al filamento y al yugo de deflexión, porque los electrodos llevan polarizaciones pero con bajo consumo de corriente y entonces hacemos la separación que marca el título. El yugo es alimentado por los circuitos deflectores que suministran tensiones de forma rectangular (figura 108) para que circulen por las bobinas corrientes diente de sierra. Estas bobinas forman un cuerpo cilíndrico que se coloca

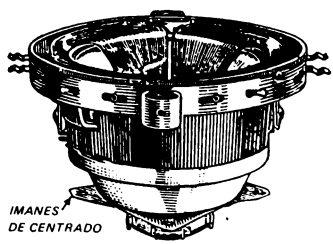


Fig. 126.– Vista de un yugo deflector para aplicar en el cuello de un tubo de imagen.

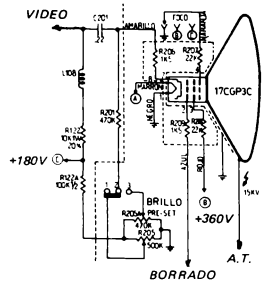


Fig. 127.– Circuito de conexiones del tubo de imagen que utiliza la MOTOROLA.

en el cuello del tubo arrimado al cuerpo. La forma típica es la que muestra la figura 126 y tienen generalmente unos discos o placas con imancillos adosados para centrar la imagen en la pantalla mediante el giro de tales aletas. Por lo dicho, la alimentación del yugo no es problema de la fuente de alimentación.

Respecto del filamento calefactor hay que distinguir tres casos: los televisores exclusivamente portátiles, los fijos y los duales. Los televisores portátiles que se construyen para ser llevados de un lugar a otro, muchas veces adonde no hay redes eléctricas, deben tener entonces una batería consigo, la que es recargable o usan la de un

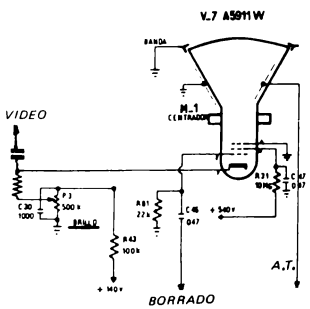


Fig. 128.– Circuito de conexiones para el tubo de imagen que usa la DELM.

automóvil, lancha, etc. La tensión más usual es 12 Volts. Los fijos son de uso domiciliario y se conectan a la red eléctrica; tienen entonces una fuente con transformador y rectificadores, tema del que nos ocuparemos en el próximo capítulo. Los duales pueden conectarse a la red o a la batería y el cambio se hace mediante una llave selectora; se diseñan como los portátiles y la fuente entonces suministra la misma tensión que la batería. De los problemas de tal fuente hablaremos más adelante.

Encarando ahora la polarización de los electrodos principales, tenemos en el cañón electrónico el cátodo, la grilla y los ánodos de enfoque y luego el ánodo acelerador, que es un revestimiento metalizado (aquadag) que tiene una salida al exterior de la ampolla con un perno o alambre para conectar allí la A.T. aceleradora. La señal de video se aplica al cátodo o a la grilla, pues debe hacerse presente como una tensión entre esos dos electrodos. Los ánodos de enfoque y primera aceleración siguen en orden a la grilla. Cada fábrica dispone las polarizaciones en tal forma que se logre la acción de formar un haz catódico delgado y acelerado que luego es desviado mediante la acción deflectora del yugo.

Para ver cómo se disponen las cosas hay que observar los circuitos reales de algunos televisores y comencemos por el que muestra la figura 127 que es un montaje típico de la MOTOROLA. La señal de video se aplica al cátodo y la grilla recibe la señal de borrado, de la cual nos ocuparemos más adelante. Después de la grilla viene el primer ánodo acelerador que recibe una tensión de +360 V. El segundo ánodo es el de enfoque y tiene posibilidades de conexión para el proceso de ajuste. La A.T. en este caso es de 15 KV.

Pasemos ahora a otro montaje de fábrica, el que usa la DELM y que mostramos en la figura 128. La señal de video se aplica al cátodo y la grilla recibe la señal de borrado, El primer ánodo acelerador tiene una tensión de +540 V. y el ánodo de enfoque va a masa. Veamos ahora los detalles concernientes a los sistemas de control de brillo y el borrado.

Control de brillo

El tubo de imagen funciona como una válvula electrónica y por tanto la corriente a su través depende de la tensión entre grilla y cátodo. En el tubo esa corriente es la densidad o corriente del haz catódico. Alterando la tensión entre grilla y cátodo, de modo que se mantenga un valor negativo para la grilla respecto del cátodo o positiva del cátodo respecto de la grilla, se go-

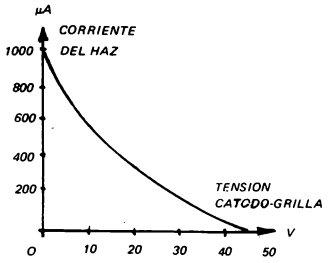


Fig. 129.– Variaciones de la corriente del haz catódico según la diferencia de tensión entre la grilla y el cátodo del tubo.

bernará la densidad del haz. Si hacemos más negativa la grilla se llega al corte del haz. La figura 129 muestra la curva *corriente del haz-tensión cátodo grilla* para un tubo típico y vemos que con 45 V positivos en cátodo se produce el corte y con O V el haz adquiere su densidad máxima.

La densidad del haz se traduce en la luminosidad del punto que se produce en la pantalla al llegar al haz a la misma. El brillo luminoso de tal punto depende de la densidad del haz y a máxima densidad tendremos el brillo máximo y a mínima densidad el punto quedará negro. Para controlar la luminosidad del punto, que se traduce en la luminosidad o brillo de la imagen hay que variar la tensión entre la grilla y el cátodo.

La señal de video trae la información de imagen, o sea que tenemos una tensión que tiene amplitud correspondiente con la luminosidad que debe tener en cada punto la imagen. Esta señal tiene una componente continua y variaciones en la amplitud que significan una alterna. Siempre se intercala un capacitor para que quede solamente la parte variable. Esa tensión variable se puede aplicar, con valores negativos a la grilla del tubo,o con valores positivos al cátodo. En la actualidad se prefiere aplicarla al cátodo en la generalidad de los televisores como lo vemos en las figuras 127 y 128. El capacitor que en ambos casos vemos en serie es para anular la componente continua que no nos conviene en tales condiciones.

Pero luego de eliminar la parte continua se la incorpora nuevamente según vemos en el gráfico de la figura 130, operación que se llama restauración de la componente continua. Esa tensión continua que se agrega es la tensión de brillo y la amplitud máxima de video debe mantenerse dentro de la tensión de corte. La tensión de brillo se hace variable para que el televidente la ajuste a voluntad pero tiene un valor básico para mantener el valor de continua necesario. El potenciómetro que permite ajustar la luminosidad media de la escena se llama *control de brillo* y lo vemos insertado en el circuito de cátodo del tubo en las figuras 127 y 128. Como vemos hay una alimentación positiva que se aplica a un divisor de tensión, del cual el control es la parte inferior contra masa. Actuando se puede tomar para el cátodo una tensión básica pero no más de la que produciría el corte al sumarse la tensión de video. En el caso de la figura 127 hay un potenciómetro adicional de preajuste para dar el valor básico en la mesa de pruebas.

El borrado durante el retrazado

La señal de video proporciona al punto luminoso intensidades variables para formar la imagen y ello ocurre durante todo el tiempo del avance de las diente de sierra vertical y horizontal, tiempos que se llaman *de trazado*. Si recordamos la figura 42 vemos eso y también que en el retroceso de los barridos, o sea durante el tiempo de retrazado, el nivel de la señal corresponde al negro puro y entonces la pantalla debe permanecer negra. Esto se cumple en forma incompleta porque al haber un control manual de brillo es fácil que el ajuste ocasional que se haga del mismo ocasione un nivel mayor que el de corte (figura 130) y no se produzca el borrado o sea incompleto. Con ello se verían en la pantalla las rayas del retrazado que resultan molestas para el observador.

Debido a ello los fabricantes de televisores prefieren incorporar un sistema de borrado que consiste en mantener al corte efectivo al tubo durante los retrazados. Para tal fin se debe aplicar a la grilla del tubo pulsos negativos de gran amplitud que mantengan oscura la pantalla o sea anulen el haz; tales pulsos deben superar entonces la tensión de

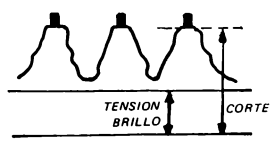


Fig. 130.– La tensión de brillo se superpone a la señal de video para dar la luminosidad de la imagen.

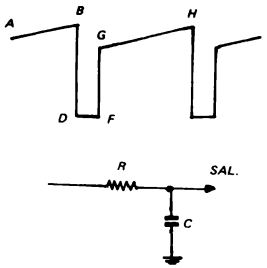


Fig. 131.- La señal de salida del barrido vertical tiene rampas que deben ser eliminadas para el borrado.

corte de cada tubo, la que en el caso de la figura 129 es 45 Volts.

La idea más simple al respecto es tomar los pulsos rectangulares que hay en los circuitos de salida de los barridos, pero tomarlos con polaridad negativa para aplicarlos directamente a la grilla Nº 1 del tubo. En el caso del barrido horizontal esos pulsos están disponibles en el fly-back y basta tomarlos de allí. En el caso del barrido vertical la cosa se complica porque no hay pulsos separados sino que están mezclados con la diente de sierra. Entonces debemos introducir un dispositivo que nos deje definidos los pulsos solos.

Hay distintas maneras de lograr ese filtrado de la diente de sierra presente en la salida vertical y la más simple es intercalar un circuito diferenciador. Veamos esto en la figura 131. La señal de barrido vertical tiene la forma del diagrama superior, y vemos que al estar presente la rampa en la base de los pulsos el punto *G* queda más negativo que el *B* y eso daría diferencias en el brillo al comienzo del trazado (*G*) y al final del mismo (*H*). Por ello se inserta el diferenciador formado por *R* y *C* y el resistor tiene un valor alto como para impedir la carga rápida del capacitor. Entonces, mientras dura la rampa como la AB ó la *GH* la carga a través de *R* es constante y se produce en *R* una caída constante de tensión que elimina el efecto de rampa. Con ello los pulsos pueden usarse para polarizar la grilla del tubo, como lo hacemos con los horizontales.

Veamos ahora algunos diseños prácticos del circuito de borrado adoptados en televisores comerciales. Primero tomemos el usado por la NOBLEX en algunos de sus modelos como el 14N316 (figura 132) que tiene las ideas antes comentadas. De la derivación 5 del fly-back se toman los pulsos de salida horizontal, y para tomar solamente los picos negativos se intercala el diodo D406 con la polaridad correcta. Esos pulsos van a la grilla 1 del tubo. Por otro lado se toma la señal de salida vertical y se intercala el diferenciador R519-C508 para disponer de los pulsos sin la rampa. Además, para evitar que los pulsos horizontales ingresen al sistema de barrido vertical se coloca el filtro R520-C509. Luego enviamos los pulsos verticales también a la grilla 1 del tubo. Obsérvese que los pulsos negativos verticales no pueden ir al fly-back porque el diodo D406 queda con su ánodo negativo cuando aparecen tales pulsos.

Ahora observemos el montaje que usa la SONY en algunos de sus modelos como el TV500U, que mostramos en la figura 133. Presenta la variante importante de que los pulsos para el borrado no se aplican a la grilla del tubo sino al amplificador de video y tal diferencia es valiosa para mostrarla. Aquí el transistor actúa como integrador de la señal de video y pulsos de borrado. La primera entra a la base y los segundos al emisor; los pulsos verticales entran a través del diferenciador C_1R_1 y los horizontales directamente a través

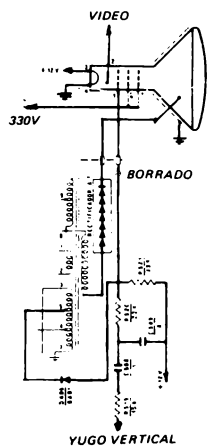


Fig. 132.- Circuito de borrado típico que utiliza la NOBLEX en su modelo 14NT316.

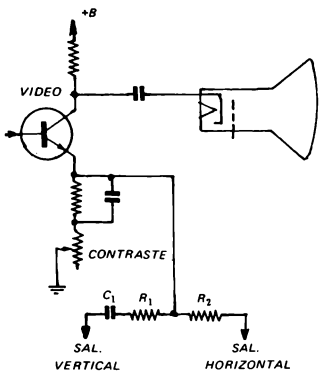


Fig. 133. Circuito de borrado utilizado por la SONY en su modelo TV500U.

de R_2. Obsérvese que como se trata de un transistor NPN y los pulsos son positivos, durante el retrazado en que aparecen los mismos el transistor se bloquea y no hay luminosidad en la pantalla. Al no haber pulsos el emisor tiene su polarización negativa normal proveniente desde el +B de colector y hay un potenciómetro que la regula para actuar como control de contraste. La comparación entre los dos sistemas descriptos para las figuras 132 y 133 permite apreciar el hecho de que en los diseños comerciales aparecen grandes diferencias entre los circuitos de cada diseñador.

Extinción del punto brillante

Es sabido que en el momento en que se apaga un televisor muchos de sus circuitos quedan activados por la carga remanente de los electrolíticos del filtro de la fuente de alimentación. Uno de esos circuitos es el de video y por ende aunque no hay imagen hay una tensión entre grilla y cátodo del tubo y tendremos un punto brillante en la pantalla. Como los barridos se extinguen antes, ese punto permanecerá en el centro de la pantalla durante un tiempo, ocasionando a lo largo de la vida del tubo un ennegrecimiento por agotamiento de la capa activa. Contribuye a mantener ese punto la alta capacidad que presenta el capacitor formado por los recubrimientos metalizados de las paredes del tubo, unos 2.000 picofarads, que mantienen la carga y con ello la tensión aceleradora.

Uno de los métodos que se emplean para extinguir el punto brillante es colocar derivado a masa un capacitor de alto valor en el primer ánodo acelerador del tubo. Sería el C47 en la figura 128. Como tal ánodo tiene bajo consumo la carga de ese capacitor se mantiene cuando desaparecieron los barridos y provoca una corriente elevada en el cañón electrónico que hace descargar al capacitor del revestimiento del tubo.

Otro sistema que podemos mencionar es el usado por la NOBLEX y que vemos en la figura 134. Hay un capacitor C_1 de alto valor en el circuito del cátodo del tubo y otro C_2 en el primer ánodo acelerador (G_2). Al apagar el televisor, C_2 se descarga rápidamente manteniendo sin tensión aceleradora al cañón, situación que se ve acentuada por mantener C_1 un potencial positivo en cátodo; en esas condiciones una pequeña tensión entre cátodo y grilla basta para bloquear el cañón que se halla con baja o ninguna tensión aceleradora.

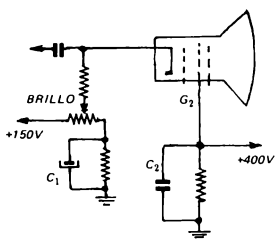


Fig. 134. Sistema de extinción del punto brillante que emplea la NOBLEX.

Día 12

Para terminar con la descripción de los circuitos de los televisores transistorizados sólo nos falta la fuente general de alimentación, sección que es común a la mayoría de los equipos electrónicos, como ser receptores, amplificadores y, como es de suponer, televisores a válvulas o a transistores. Cada equipo consume energía eléctrica para su funcionamiento y la misma debe ser proveída por la red de canalización domiciliaria o por una fuente portátil. En los receptores transistorizados lo más común es usar pilas desechables una vez agotadas, pero en los televisores esa solución se descarta porque tales pilas durarían muy poco tiempo. Usando baterías recargables aparece como fuente de recarga la misma red eléctrica y entonces resulta lógico diseñar televisores con alimentación dual, que ya hemos mencionado, que funcionan con batería o con la red, situación que se elige mediante una llave conmutadora manual o automática. La fuente de alimentación en los televisores valvulares es muy simple ya que contiene un transformador que entrega las tensiones requeridas, pero hay que rectificar la que se usa para los circuitos de placas y pantallas de las válvulas y así tenemos la rectificadora general del equipo. En los televisores transistorizados, debido a razones que serán explicadas, suele recurrirse a un perfeccionamiento que consiste en mantener constante la tensión general mediante un dispositivo automático y así tenemos las fuentes reguladas. De todo ello hablaremos en esta oportunidad.

LA FUENTE DE ALIMENTACION

Desde la aparición de los televisores transistorizados ha hecho cuerpo la idea de que son de menor consumo que los valvulares porque intuitivamente se hace la comparación con los receptores de ambos tipos, pero al asunto no es tan simple como aparece a primera vista, si bien no puede desmentirse el hecho de que efectivamente absorben menor cantidad de energía eléctrica. Analicemos este hecho con mayores detalles.

Las válvulas requieren un caldeo del cátodo emisor, el cual se hace mediante un filamento alimentado por corriente eléctrica. En cifras generales puede estimarse que más de la tercera parte del consumo general del televisor está destinada a los filamentos y aquí ya tenemos una parte de la ventaja de los transistorizados. Los circuitos de barridos trabajan en los valvulares con tensiones altas y corrientes bajas y en los transistorizados con tensiones bajas y corrientes altas. Si hacemos los productos para obtener las potencias absorbidas no habrá mucha diferencia en ambos tipos de televisores. Pero en los circuitos de R.F., F.I., y otros auxiliares, los transistores trabajan con bajas tensiones y corrientes y entonces la potencia necesaria es mucho menor que en los valvulares, los que si bien absorben bajas corrientes se alimentan siempre con tensiones altas.

Todo lo dicho nos lleva a que los televisores transistorizados consumen menor potencia de alimentación que los valvulares; se puede estimar que esa relación da consumos de tres a cuatro veces menos. Pero aún así tenemos cifras del orden de los 50 hasta los 100 Watts y entonces se descarta la posibilidad de usar pilas desechables para la alimentación de televisores portátiles, pues las mayores pilas secas no alcanzarían para una hora de uso. Por tal motivo se recurre a las baterías de acumuladores recargables que en muchos casos están ya disponibles y en otros se acoplan al televisor. Los televisores destinados a ser usados en embarcaciones o vehículos automotores tienen

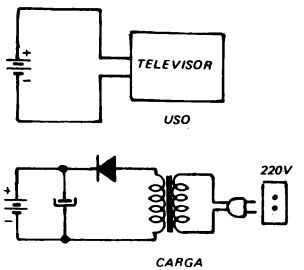


Fig. 135.- Circuito básico de una fuente para televisor portátil.

disponible la batería existente para fines de iluminación y otros, y el único problema puede ser el de adaptar la tensión del aparato a la del acumulador existente.

Fuentes simples y duales

Existen televisores transistorizados para ser usados únicamente como portátiles pero no se fabrican en nuestro medio ya que aquí se ha preferido hacerlos duales, es decir con posibilidades de funcionar con batería o con la red. Mencionaremos a los primeros por existir unidades de importación. La figura 135 da la situación que presentan tales aparatos portátiles en funcionamiento (arriba) y durante la recarga del acumulador (abajo). Para funcioanr no hay más que conectar la batería que es generalmente de 12 V. y para recargar esa fuente hay que insertar un rectificador y un transformador reductor de la tensión de la línea, conjunto que generalmente está incorporado al televisor; la fábrica especifica el tiempo que dura la carga.

Más lógica es la posición adoptada por los fabricantes de televisores duales, es decir que pueden alimentarse indistintamente con la red o con la batería. Para evitar errores del usuario suele disponerse de dos juegos de cable y ficha de conexión y a veces se agrega algún tipo de relevador que impide errores. Ejemplo típico de esto último lo da el circuito de la figura 136 de la NOBLEX, provisto de fichas con conmutadores; la ficha para la batería de 12 V. tiene incorporado el conmutador S_1 y la de 220 V. el S_2. En la figura se indican las posiciones de reposo de los contactos de ambos selectores, de modo que al enchufar la ficha de 12 V baja la palanca de S_1 y la batería alimenta al televisor; al enchufar en cambio la ficha de 220 V. baja la palanca de S_2 y sube la de S_1 quedando la red a cargo de la alimentación. Si conectamos las dos fichas al mismo tiempo bajan las palancas de los dos selectores y la línea carga a la batería a través del rectificador.

Esta fuente usa un rectificador en puente y el filtro presenta la particularidad de que la inductancia L está sintonizada a la frecuencia del residuo de alterna mediante C_2. Esta frecuencia es de 100 Hz en los rectificadores de onda completa. C_1 es un filtro convencional y C_3 a la salida cumple idéntica función.

Filtro electrónico

Las fuentes de alimentación convencionales llevaban siempre un inductor o reactancia de filtro actuando en combinación con capacitores de alto valor. La propiedad de las inductancias de resistirse a las variaciones de la corriente que las recorre se aprovechaba para eliminar o por lo menos reducir el residuo de alterna que entrega el rectificador. En los televisores transistorizados el uso de inductancia en el filtro se ve dificultada

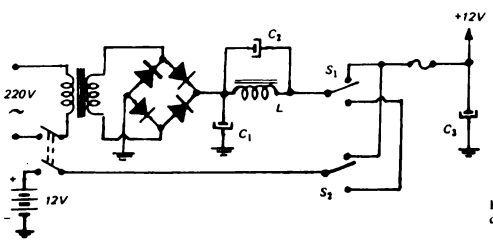


Fig. 136.- Circuito de la fuente dual del televisor NOBLEX modelo 14NT320.

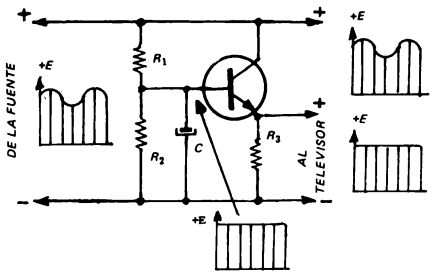


Fig. 137.– Un transistor actuando como filtro electrónico para reducir el residuo de alterna.

por la caída de tensión continua que ocurre en la misma, que al usar tensiones bajas de alimentación adquiere carácter inconveniente. Además, la corriente total de consumo es muy alta y en tal caso la inductancia se satura y reduce su aptitud de filtrado. Para conjurar tal inconveniente hay que colocar unidades de gran tamaño, peso y costo y eso no resulta conveniente.

Por tal motivo se diseñaron otros sistemas de filtro, el más interesante de los cuales se muestra en la figura 137 y se llama filtro electrónico; suele encontrárselo en televisores importados como el SANYO y otros. En el circuito Nº 5, página 104, lo vemos arriba a la derecha con dos transistores 25A564 P. Usa un transistor en montaje de seguidor de emisor (recordar figura 45) que tiene la particularidad de suministrar en emisor la misma tensión que en base ya que no produce amplificación, pero además la tensión de emisor sigue las fluctuaciones de la de base y no de la de colector. Veamos de qué manera esto tiene utilidad.

La tensión de la fuente la hacemos un poco mayor que la necesaria en el televisor, digamos unos 15 V. y la aplicamos a la serie de resistores R_1R_2. Esa tensión tiene residuo de alterna remanente de la rectificación y la tenemos con igual residuo a la salida de colector. Pero derivado sobre R_2 colocamos un capacitor C que absorberá el residuo de alterna de la caída de tensión en R_2 y entonces la tensión en base no tendrá, o por lo menos tendrá mucho menos variaciones que la de la fuente. En consecuencia la tensión en emisor será del mismo tipo o sea sin variaciones. El resistor R_3 es ficticio pues en su lugar se coloca la entrada de alimentación del televisor el cual queda alimentado con 12 V. filtrados. Si hiciera falta una tensión no tan filtrada es la puede tomar de colector.

El capacitor C está aplicado a la base, circuito de baja corriente, y por lo tanto puede ser de valor bajo. Como ilustración de tal ventaja diremos que se usan valores de 200 a 500 microfarad en lugar de los 2.000 a 4.000 comunes en los filtros. El transistor empleado, que cumple la misión de filtro electrónico, tiene que manejar la potencia en juego y se usan tipos como el 2SB217 o similares, pero su costo es mucho menor que una inductancia y todavía tenemos la ventaja del valor bajo de C.

Pero el problema de las fuentes de los televisores transistorizados no termina con diseñar un eficaz filtro electrónico, pues hemos visto que muchas secciones requieren una tensión constante de alimentación. Citaremos el caso de los osciladores de barrido, que alteran su frecuencia al variar la tensión según hemos visto (figura 102 y siguientes). Entonces, si la tensión de alimentación varía se producirán perturbaciones en el funcionamiento.

Estabilización de la tensión

Sentada la necesidad de que la tensión de alimentación de los transistores debe mantenerse constante, veamos las causas que hacen que tal cosa no se cumpla en forma natural y que obligan a disponer circuitos estabilizadores. Hay dos razones principales que conspiran contra la constancia de la tensión y son una externa y otra interna. La externa se debe a fluctuaciones en la tensión de la línea eléctrica y por tanto no aparece cuando el televisor se alimenta con una batería; como se ha dicho que la mayoría de los portátiles son de alimentación dual, esa causa tiene vigencia. La otra razón es que la corriente de trabajo en los transistores es variable durante el funcionamiento y ello provoca caídas de tensión en los resistores intercalados, lo cual se traduce en variaciones de tensión en los circuitos.

Conocidas las causas veamos los remedios. Hay

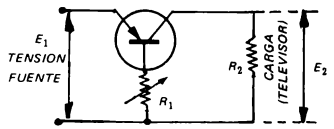


Fig. 138.– Esquema básico del estabilizador de tensión con transistor en serie con la carga.

dispositivos sólidos que se emplean para estabilizar la tensión en un circuito y para tal fin se los deriva sobre el mismo. Al provocar un consumo variable puede lograrse que tal variación sea de sentido contrario al de la tensión de alimentación y contrarrestar así el inconveniente conocido. Pero esos dispositivos, como son los diodos Zener, los tiristores, etc. no son aptos para manejar grandes potencias o resulta costoso hacerlo con ellos, por lo que no se emplean en televisores reguladores de tensión del tipo *paralelo* sino los del tipo *serie* que veremos de inmediato.

Para materializar la idea observemos la figura 138 donde hemos colocado un transistor en serie con la carga, es decir con el televisor representado por R_2. La corriente que entrega la fuente pasa por el transistor atravesándolo desde el emisor hacia el colector, según el sentido que le corresponde por ser un tipo PNP. Como el transistor tiene resistencia emisor-colector, habrá que disponer en la fuente de una tensión E_1 mayor que la E_2 que necesita el televisor. La corriente circulante depende de la corriente de base y éste depende del valor de R_1 que es la resistencia que tenemos en tal electrodo. En estas condiciones el transistor actúa como una resistencia variable y tal variación se logra ajustando el resistor de base según las condiciones que ocurran.

Por ejemplo, si la tensión en la fuente sube, debemos reducir la corriente de base para que disminuya la corriente de emisor; entonces, siendo R_2 constante se reducirá la tensión en la carga. Viceversa, si baja la tensión en la fuente, aumentamos la corriente de base, con lo que aumentará la de colector y se producirá un aumento de la tensión en la carga. En ambos casos la variación en la carga es contraria a la de la fuente, o sea que se neutraliza la variación ocurrida. Lo mismo ocurre si en vez de alterarse la tensión de la fuente varía la corriente en la carga; deberá modificarse la corriente de base en concordancia con la variación de la de colector y ello se logra corrigiendo el valor del resistor R_1 de base, corrección que es diferente si la carga aumenta o disminuye. Ahora veamos cómo se logra variar la resistencia de base para cumplir con lo expuesto.

Como debemos actuar en el circuito de base, sabemos que allí se manejan potencias reducidas y ello nos permite usar un dispositivo de bajo costo. Y entonces surgió la idea de utilizar un transistor, tal como se ve en la figura 139. Q_1 es el transistor que suministra la regulación de tensión y se lo denomina *regulador* y Q_2 es el que actúa como resistor de base del anterior y se denomina *comparador de tensiones*. En el circuito de emisor de Q_2 vemos una fuente de tensión constante E que por ahora es una pila y que luego veremos por cual elemento la reemplazamos. Básicamente tenemos que comparar la tensión de salida o parte de ella con la de la *fuente de referencia* que hemos llamado E y de ahí viene el nombre de comparador que se le ha dado a Q_2.

El comparador de tensiones

Veamos ahora los detalles del transistor comparador de tensiones que teníamos y que ahora vemos nuevamente en la figura 140. El transistor Q_1 o regulador es el mismo y sus conexiones no han cambiado, pero vemos que en lugar de la pila tenemos un diodo Zener D que proporciona la tensión de referencia al emisor de Q_2. Por otra parte, la base del mismo está polarizada por medio de un divisor formado por R_1 y R_2, con lo que dicha polarización será porporcional a la tensión de salida que es la que deseamos mantener constante. El resistor R permite circular una corriente a través del Zener y lograr su estabilización. Obsérvese que la corriente de base de Q_1 es la corriente de colector de Q_2.

Sentada la premisa que la tensión de referencia es constante pues está estabilizada por suministrarla un diodo Zener, veamos la situación. Para la base de Q_2 se toma la caída en R_1 y desde el punto de vista funcional se puede suponer a esa caída como tensión de salida y la del Zener como tensión de referencia. La primera puede tener

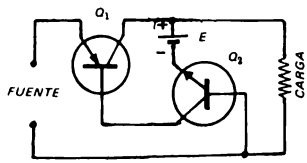


Fig. 139.– El estabilizador básico con el transistor regulador y el comparador de tensiones.

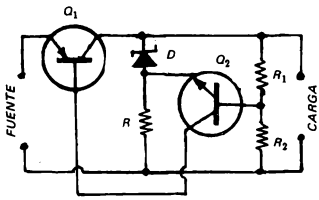


Fig. 140.– Para obtener la tensión de referencia se emplea un diodo Zener y se compara tal tensión con la de base de Q_2

tendencias de aumento o disminución, pero la segunda es constante.

Si la tensión de salida aumenta, la tensión de base de Q_2 supera a la de emisor y el transistor Q_2, reduce su corriente de colector o sea que se reducirá la corriente de base de Q_1. Esto se traduce en una disminución de la corriente de colector de Q_1 que es la de carga y por ende, a menor corriente y resistencia constante, la tensión en la carga disminuirá compensando el aumento que se produjo. El otro caso es cuando la tensión de salida tiende a disminuir, la tensión de base aumenta la diferencia con la tensión de emisor de Q_2, aumentando la corriente de éste y con ello la de base de Q_1. Se produce un incremento de la corriente de colector de Q_1, o sea la de carga, que ocasiona un aumento de la tensión en la carga que neutraliza la tendencia a disminuir que tenía.

El circuito es de gran eficacia y además, como en las variaciones que pueden ocurrir en la tensión de salida quedan incluídas los residuos de alterna, y hemos visto que tales variaciones se anulan, el conjunto estabilizador actúa también como filtro de alterna. En la práctica, si se necesitan unos 12 Volts a la salida puede regularse el Zener de tal manera que la tensión de salida fluctúe entre 12 y 12,5 Volts. El ajuste de que hemos hablado se hace graduando los resistores del divisor $R_1 R_2$ o haciendo uno de ellos variable, tal como lo veremos en los circuitos prácticos. Además en ellos podremos ver algunas variantes de montaje con respecto al circuito teórico tratado.

Estabilización parcial

Si se considera que los circuitos deflectores absorben las dos terceras partes de la potencia total se comprende que puedan diseñarse fuentes estabilizadas que manejen cifras menores, prescindiendo de las variaciones de la tensión en la carga y teniendo en cuenta exclusivamente la de la fuente, las cuales son debidas a fluctuaciones en la red eléctrica. Claro, si la mayor parte del consumo se hace a carga constante, como la tienen los circuitos de barrido, puede suponerse que las variaciones de consumo de los restantes circuitos no pueden influir mucho en la tensión de la fuente, si la misma se estabiliza con respecto a la de la línea eléctrica, que es incontrolable.

A tales efectos se coloca derivado sobre el transistor regulador un resistor R, figura 141, que deja pasar parte de la corriente absorbida por la carga, actuando Q_1 sobre una parte proporcional de la corriente. Esto permite usar un transistor de menor disipación y por ende más económico. El resto del circuito no presenta diferencias con el anterior, de modo que no lo describiremos.

La modificación no implica cambios para las variaciones que ocurren en la tensión de entrada al conjunto, o sea la tensión que se toma de la red para el rectificador, pero sí actúa en el comportamiento del regulador en cuanto a las variaciones en la carga. Los fabricantes en muchos casos han optado por utilizar el regulador parcial, más económico, porque el resto del circuito puede ser proyectado para que su acción sea suficiente, mientras que las fluctuaciones de la línea son incontrolables y entonces el regulador actúa sobre ellas con eficacia.

El problema se presenta en la mesa de trabajo, pues como el regulador tiene influencia parcial, si se desconecta un circuito de alto consumo se altera en forma sensible la tensión general del equipo. Este caso sería el que ocurre cuando se realizan pruebas dei funcionamiento parcial del equipo para ajustes o durante una reparación. Si

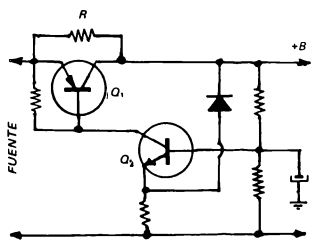


Fig. 141.– Derivando un resistor sobre el transistor regulador se tiene la fuente de estabilización parcial.

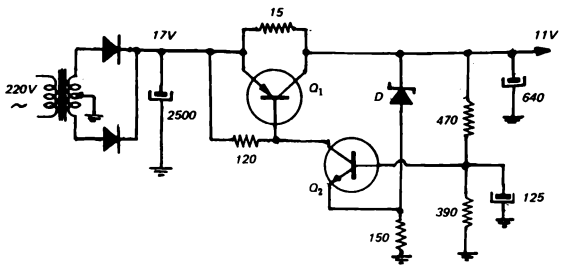


Fig. 142.– Circuito de la fuente estabilizada usada por FAPESA en su modelo TV200B.

el operador está alertado puede evitar tales inconvenientes desconectando componentes pero manteniendo el consumo de la sección afectada.

Circuitos prácticos

Como ha sido nuestra norma a lo largo de este libro mostraremos algunos circuitos comerciales de estabilizadores de tensión para que se compruebe la disposición de sus componentes en comparación con los circuitos teóricos tratados o las diferencias que hubiera, las que serán comentadas.

Comencemos por un circuito que tiene una configuración que se ajusta a los ya vistos antes. Se trata del que muestra la figura 142 y corresponde al usado por FAPESA en su modelo TV200B. Usa transistores de germanio, pues Q_1 es un AD149 y Q_2 es un AC127. El Zener es un BZY86/C6V2. La fuente aplicada a la red eléctrica entrega 17 V. y del estabilizador obtenemos 11 V. Vale la pena destacar que este conjunto es capaz de entregar esos 11 Volts cuando la tensión de la línea se mantenga entre 160 y 240 Volts, performance no muy fácil de obtener.

La tensión de referencia la da el Zener conectado en serie con el resistor de 150 Ohms y la de salida para la base de Q_2 se toma de la rama inferior del divisor 390-470 Ohms. La acción de filtro que acompaña a los estabilizadores, que ya fue comentada, se traduce en poder usar bajas capacidades en los capacitores a la salida, cosa que comprobamos en la figura pues tenemos 640 microfarad en esa salida.

Observemos ahora otra fuente estabilizada con acción parcial, la que mostramos en la figura 143. Se trata del circuito usado por la SONY en su modelo TV4-203W. Usa transistores de silicio y en el regulador emplea dos unidades iguales en paralelo con distinto resistor derivador, lo cual coloca a este estabilizador en una posición interme-

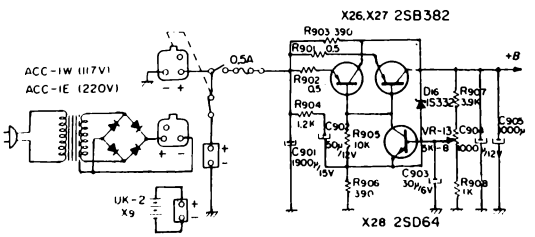


Fig. 143.– Circuito de la fuente estabilizada usada por la SONY en su modelo TV4-203W.

dia entre los de acción total y los de acción parcial.

Esta fuente usa un sistema de fichas diferenciadas similar al que vimos en la figura 136 pues el televisor puede alimentarse desde la red o con una batería. Se mencionan dos modelos, el ACC-1W para 117 Volts y el ACC-1E para 220 Volts ya que esta fábrica vende sus productos en diversos países. La configuración del estabilizador es similar a los otros vistos, pero notamos que tiene un potenciómetro para aplicar a la base del comparador de tensiones el valor que corresponde para compararla con la tensión de referencia que da el Zener 1S332. Ese potenciómetro es el VR13 de 5 Kilohms. Como en el caso anterior vemos a la salida dos capacitores de filtro de 1.000 microfarad cada uno, lo que es de todos modos un valor bajo, justificado por la acción filtrante del residuo de alterna de los estabilizadores, cosa que hemos comentado.

Finalmente si recorremos los circuitos comerciales que contiene este libro comprobaremos que el Nº 1 no tiene estabilizador y el Nº 8 no contiene el circuito de la fuente. Los restantes tienen estabilizador de acción parcial, como el descripto en la figura 142, con las variantes que cada fabricante le ha impreso. Recorramos tales circuitos.

Circuito Nº 1, página 40 (DELM). Tiene rectificador a puente que entrega 135 V. Otro bobinado es para el tubo de imagen. No tiene estabilizador de tensión.

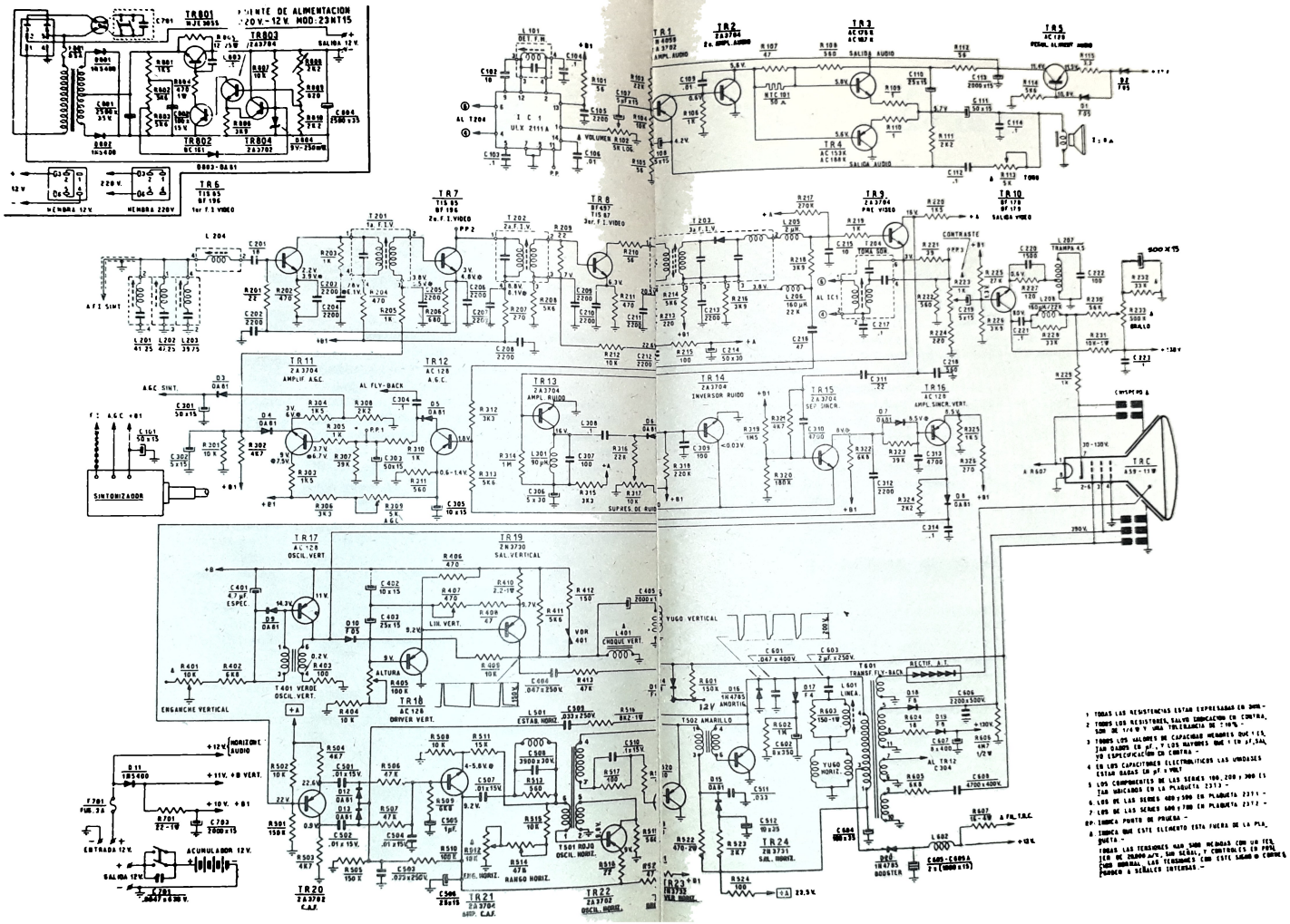
Circuito Nº 2, página 56 (FAPESA). Usa fuente regulada del tipo de la figura 142, con los transistores TR22 y TR23. Es de alimentación dual para 220 V. y batería de 12 Volts.

Circuito Nº 3, página 72 (HITACHI). Tiene rectificador puente que suministra los 24 V. El estabilizador está formado por los transistores TR24, TR25 y TR26.

Circuito Nº 4, página 88 (MOTOROLA). Tiene rectificador de onda completa y salidas de 11 y 12 Volts. El estabilizador lo forman Q_{25} y Q_{26}. La alimentación es dual.

Circuito Nº 5, página 104 (NATIONAL). Tiene fuente dual de 12 Volts. Usa rectificador a puente y el estabilizador lo vemos arriba a la derecha con los transistores 25C828Q, 25B126F y 25B324. Además tiene un filtro electrónico con dos transistores 2SA564P, más a la derecha.

Circuito Nº 7, página 136 (PHILCO). Tiene rectificador a puente y salidas de 15 V. y 24 V. El rectificador es a puente y el estabilizador tiene los transistores Q_{16} y Q_{17}.


FUENTE DE ALIMENTACION
220 V.-12 V. MOD: 23NT15
TR801 MJE 3055
TR803 2A3704
SALIDA 12 V.
TR802 BC 161
TR804 2A3702
TR805 2N3055
TR806 2N3773
TR807 2N3773
D801-D804
C701
F701 FUS. 2 A
ENTRADA 12 V.
ACUMULADOR 12 V.
SALIDA 12 V.
HEMBRA 12 V.
HEMBRA 220 V.
TR6 TIS 95 BF 196 1er F. I. VIDEO
TR1 2 A 3704 A 3702 AMPL. AUDIO
TR2 2A3704 2a. AMPL. AUDIO
TR3 AC 125 AC 187 K SALIDA AUDIO
TR4 AC 153/4 AC 188/9 SALIDA AUDIO
TR5 AC 128 DRIVER AUDIO
I C 1 ULX 2111 A
VOLUMEN
TR7 TIS 95 BF 196 2a. F. I. VIDEO
TR8 BF 837 BF 167 3er. F. I. VIDEO
TR9 2 N 3704 PRE VIDEO
TR10 BF 178 BF 179 SALIDA VIDEO
CONTRASTE
BRILLO
TONO GRAVE
TONO AGUDO
TR11 2 A 3704 AMPLIF. A.G.C.
TR12 AC 128 A.G.C.
TR13 2A3704 AMPL. RUIDO
TR14 2A3704 INVERSOR RUIDO
TR15 2A3704 SEP. SINCR.
TR16 AC 125 AMPL. SINCR. VERT.
A.G.C. SINT.
AL FLY-BACK
SINTONIZADOR
SUPRES. DE RUIDO
TR17 AC 128 OSCIL. VERT.
TR18 AC 128 DRIVER VERT.
TR19 2N 3730 SAL. VERTICAL
TR20 2A3702 C.A.F.
TR21 2A3704 AMP. C.A.F.
TR22 2A3703 OSCIL. HORIZ.
TR23 2N3731 SAL. HORIZ.
TR24 2N3731 SAL. HORIZ.
T401 VERDE OSCIL. VERT.
T401 TRANSF. FLY-BACK
T501 ROJO OSCIL. HORIZ.
T502 AMARILLO
ENGANCHE VERTICAL
ENGANCHE HORIZ.
RANGO HORIZ.
ESTAB. HORIZ.
LIN. VERT.
ALTURA
CHOQUE VERT.
YUGO VERTICAL
YUGO HORIZ.
RECTIF. A.T.
BOOSTER
TRC A59-11W
AFI SINT.
L 204
L201 41.25
L202 47.25
L203 39.75
L 101 DET. F.M.
L 1C1 TOMA SON.
L 205 2 µH 22 K
L 206 180 µH 22 K
L 207 TRAMPA 4.5
L 401 CHOQUE VERT.
L 501 ESTAB. HORIZ.
L 502 LINEA.
L 601 LINEA.
L 602 BOOSTER
T 701
T 705
T 1 : 9 A
500 x 15
+ 130 V
+ 390 V
+ 12 V
+ 11 V. + B VERT.
+ 10 V. + B1
+ B
+ A
+ 1 A
+ 12 K
A FIL. T.R.C.
A R607
A R608
A R609
A R610
A R611
A R612
A R613
A R614
A R615
A R616
A R617
A R618
A R619
A R620
A R621
A R622
A R623
A R624
A R625
A R626
A

Día 13

Habiéndose terminado la descripción de todas las seccionesque integran el circuito de los televisores transistorizados, nos quedan por tratar algunas cuestiones adicionales como las referentes a la calibración y revisión de tales aparatos, pero previamente abordaremos un tema que va adquiriendo importancia por estar relacionado con la modernización de equipos y que surgió de la moderna electrónica con su tendencia a la miniaturización y a reemplazar elementos sueltos por bloques. Hace ya varios años que comenzó a modificarse la técnica del armado de equipos electrónicos reemplazando los chasis y las conexiones con cables por placas perforadas en las que se aseguraban los componentes mediante soldadura; las conexiones eran tiras de cobre muy delgadas adheridas a la placa con cementos especiales. Así surgieron los circuitos impresos que permiten ahorrar tiempo de armado y reducir el tamaño de los aparatos electrónicos; las minicalculadoras de bolsillo son la más elocuente demostración de tal adelanto. Pero posteriormente surgieron otras innovaciones importantes pues se fundieron en un bloque sólido y aislante una serie de componentes que integran una sección de circuito, con salientes metálicos o terminales para su conexión al resto del equipo. Tales bloquecitos son los llamados circuitos integrados que ya hace un tiempo se fueron incorporando a los televisores transistorizados y puede predecirse que poco a poco tendremos más bloquecitos y menos cableado, exceptuándose lógicamente los componentes de potencia y los que tienen movimiento como los potenciómetros, llaves, etc. Ya tenemos entonces el tema para la presente jornada.

PLAQUETAS IMPRESAS Y CIRCUITOS INTEGRADOS

Si en alguna rama de la ciencia se percibe claramente la evolución del mundo moderno, no cabe ninguna duda de que la electrónica ha marcado la más acelerada progresión de innovaciones. Durante muchos años existieron los receptores de radio con tremendos chasis metálicos con grandes válvulas de vidrio en la parte superior y una maraña de cables en la inferior; todo ello sumaba material y mano de obra aún después de la técnica de la producción seriada. Y llegó la revolución en el armado cuando surgió la idea de usar la fotoquímica para adherir una lámina de cobre sobre una placa de cartón aislante y quemar con ácido parte de tal lámina dejando una serie de tiritas que hacen de conductores entre diversos orificios en los que insertan resistores, capacitores, transistores, etc. Soldando esos componentes a los orificios tenemos un circuito armado e interconectando varios de ellos llegamos al equipo completo.

Así surgieron los llamados circuitos impresos o *plaquetas impresas*, más correcta la segunda denominación, que se emplean profusamente en televisión. Se pueden usar las plaquetas sin los componentes o adquirirlas con ellos ya colocados, en cuyo caso se llaman *módulos* y la variante da los nombres de armado con plaquetas y armado modular. El primero es usado por las fábricas, algunas de las cuales producen sus propias plaquetas impresas, mientras que los módulos los usan los armadores y los talleres que arman cantidades reducidas de equipos. Hoy día se ha generalizado totalmente el uso de plaquetas y los televisores transistorizados no escapan a esta regla, de modo que debe tenerse en cuenta este hecho porque complica la revisión de equipos. Es una buena costumbre divulgar los circuitos con indicación de las plaquetas que contienen, marcando los límites de la misma. Veremos al revisar los cir-

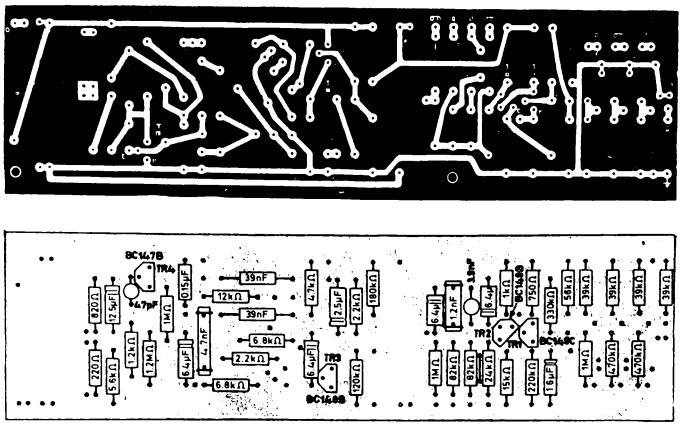


Fig. 144.— Aspecto de una plaqueta impresa. Arriba se ve el lado cobre y abajo el lado componentes.

cuitos comerciales que este procedimeinto es seguido por la mayoría de los fabricantes.

Las plaquetas impresas

Las modernas plaquetas se hacen con una chapa de laminado fenólico de espesor que va desde 1 a 1,5 mm, a veces mayor. Sobre tal chapa se aplica una capa de cobre de 35 a 70 milésimos de milímetro de espesor que la cubre totalmente. Luego, mediante un proceso fotoquímico y usando una máscara dibujada con las conexiones se elimina por acción de ácidos parte de la capa de cobre quedando sobre la chapa fenólica todas las conexiones del circuito. Cada tramo de conexión termina en un pequeño círculo de cobre, en el centro del cual se hace un agujero para el paso de los terminales de los componentes.

La figura 144 muestra una plaqueta de las comunes usadas para equipos electrónicos. En la parte superior vemos lo que se llama el *lado cobre* y en la parte inferior el *lado componentes;* es evidente que tales componentes los mostramos dibujados pero en la realidad son los resistores, capacitores, transistores, etc. allí representados. No hablaremos de la técnica del armado de la plaqueta porque ello puede encontrarse en cualquier libro sobre transistores, entre ellos el que lleva ese título en la colección a que pertenece el que estamos escribiendo.

En su aplicación a los televisores transistorizados las plaquetas impresas excluyen varios componentes: los potenciómetros y otros elementos que deben colocarse en el frente del aparato para su accionamiento por el usuario, los transformadores y bobinas grandes, los componentes sometidos a tensiones muy altas o a temperaturas de trabajo que perjudicarían al material fenólico de la plaqueta y, por lógica, el tubo de imagen.

Cada plaqueta tiene terminales numerados para su interconexión con otras o con los componentes que hemos enumerado antes. Esos terminales se unen entre sí con cables según las indicaciones contenidas en los esquemas. Para los circuitos de audio, de R.F. y otros que se especifican, tales cables deben ser blindados e inclusive se usan diferentes tipos de blindaje según las frecuencias en juego. Para evitar que las mallas de blindaje produzcan inconvenientes es común que tales cables lleven sobre el blindaje una envoltura plástica.

Todas estas cuestiones pertenecen a la técnica del armado y por tanto la suponemos conocida, ya que hemos advertido repetidamente sobre la conveniencia de conocer muchos temas antes de leer este libro. En el que se ocupa de televisores valvulares hay una descripción paso a paso del

armado de un televisor completo, de modo que es razonable no repetir tal tema.

Las plaquetas en televisores

Resulta interesante revisar los circuitos comerciales que contiene este libro para ver cómo se indican las secciones que abarca cada plaqueta y los terminales de interconexión de las mismas o de llegada o salida de cables generales que van a otras secciones del conjunto. Hagamos esa revisión que excluye a los circuitos Nos 6 y 7 porque los mismos no suministran tal información.

Circuito Nº 1, página 40. Una plaqueta contiene el amplificador de F.I. de video y el amplificador de video; contiene además los circuitos integrados CA3120 y CA3065. Del tema de los C.I. aludidos y otros nos ocuparemos más adelante. Otra plaqueta contiene los amplificadores de barridos vertical y horizontal con la sección de sincronismo que incluye al C.I. AN334.

Circuito Nº 2, página 56. Una plaqueta incluye al amplificador de video y el zócalo del tubo de imagen. La otra tiene todo el resto del circuito excepto la fuente de alimentación.

Circuito Nº 3, página 72. Hay cuatro plaquetas impresas; la primera contiene el canal de sonido hasta el demodulador, la segunda tiene el amplificador de audio, la tercera contiene la F.I. de video, la preamplificación de video y la sección de sincronismo y la cuarta plaqueta tiene la sección de los dos barridos.

Circuito Nº 4, página 88. La primera plaqueta abarca la sección de F.I. de video y el amplificador de video. La segunda toda la parte de sincronismo y el barrido vertical y la tercera el C.A.F. y el barrido horizontal hasta la etapa de salida del mismo.

Circuito Nº 5, página 104. Tenemos aquí seis plaquetas impresas en total. Una con la F.I. de sonido hasta el discriminador y otra con el amplificador de audio. La tercera plaqueta tiene el canal de F.I. de video y el amplificador de video y la cuarta incluye las secciones de sincronismo, barrido vertical y el barrido horizontal hasta la etapa de salida del mismo. La quinta tiene el estabilizador de la fuente de alimentación y la sexta el filtro electrónico de la misma fuente.

Circuito Nº 8, página 152. Hay en este circuito dos plaquetas impresas; la primera contiene la F.I. de video y la de sonido hasta el amplificador de salida de audio y la segunda tiene los barridos vertical y horizontal.

Como se ve la disposición de las plaquetas no sigue una regla fija y cada fábrica dispone sus proyectos atendiendo a su propio criterio. No se puede atribuir ventajas o defectos a ninguno de los circuitos mencionados por el hecho de que tenga mayor o menor cantidad de plaquetas o porque las mismas tengan tal o cual sección, ya que ese problema es puramente circunstancial y no afecta al funcionamiento del televisor.

Los circuitos integrados

La técnica moderna prosiguió su tendencia a miniaturizar los conjuntos electrónicos después de las plaquetas impresas y si se observa una de ellas con los componentes colocados se piensa que salvo las bobinas, por requerirse muchas veces el desplazamiento de sus núcleos para el ajuste, y los capacitores electrolíticos, por contener substancias químicas activas, los restantes componentes pueden hacerse tan pequeños como la industria sea capaz de fabricarlos. Si soltamos nuestra imaginación pensamos en colocar esos componentes unidos con delgados alambres y poner el conjunto dentro de una cápsula, a la que llenaremos de una masa aislante para evitar que esos alambres se toquen. Sacando al exterior de la cápsula algunos alambres para la conexión del conjunto al resto del circuito tendremos lo que sería un burdo *circuito integrado* o directamente un C.I.

Pero si es burda la construcción así imaginada no lo es la idea y mediante procesos industriales muy avanzados se fabrican estos bloques sólidos que incluyen toda una sección del circuito general o parte de ella. Se fabrican con aspectos exteriores como los que muestra la figura 145 en sus dos modelos más difundidos. No es necesario destacar lo que ha significado en ahorro de espacio y de mano de obra el advenimiento de estos modernos componentes complejos de la industria electrónica.

Como era de esperar los circuitos integrados se incorporaron a los televisores transistorizados

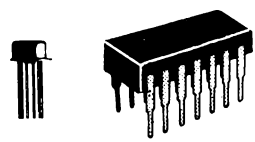


Fig. 145.– Aspecto constructivo de los dos tipos más comunes de circuitos integrados.

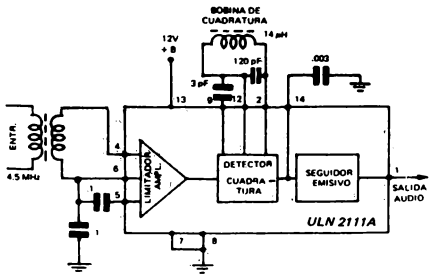


Fig. 146.– Esquema de aplicación al canal de sonido del C.I. ULN2111 de la Sprague

y ese proceso no ha terminado, pues todavía hay secciones que no pueden reemplazarse por estos C.I. por razones de diversa índole. Haremos una revisión de los más conocidos que ya aparecen en los circuitos comerciales de nuestro medio y de algunos que no tardarán en hacerlo. Para ello resulta conveniente analizar esa inclusión por secciones y cuando sea posible, acudir a uno de los circuitos comerciales que contiene este libro para familiarizar al lector con tal inclusión. Asimismo, atento a que los C.I. que tenemos en plaza son de distintas procedencias, habrá que mencionar las posibilidades de reemplazo cuando se produce el deterioro de una de estas unidades sólidas.

Los C.I. en el canal de sonido

La inclusión de los circuitos integrados en los televisores comenzó antes de la transistorización total de los mismos. Ya alrededor de 1970 comenzó a usarse un C.I. que abarcaba la F.I. de sonido, el limitador y el discriminador, y el ejemplo típico de ese modelo es el ULN2111 que se usa actualmente y que podemos ver aplicado en el circuito Nº 6, página 120 y que reproducimos en la figura 146. Similares al citado son:

MC1357	(Motorola)
LM2111	(National)
CA2111A	(R.C.A.)
SN76642	(Texas)
LA1341	(Sanyo)
TA7051	(Toshiba) etc.

El ULN2111A incluye en su interior 19 transistores, 6 diodos, 18 resistores y las conexiones pertinentes. Requiere para su funcionamiento normal una señal de 4,5 MHz de 400 microvolts y entrega a la salida una señal de audio de 0,6 Volt. Se destaca que sólo contiene una deformación armónica menor del 1%. La señal de salida se aplica al preamplificador de audio.

Posteriormente se decidió incorporar el preamplificador de audio a los C.I. para el canal de sonido y así tenemos como ejemplo típico de

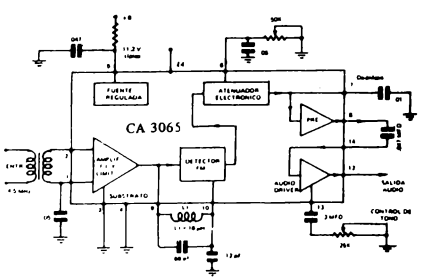


Fig. 147.– Circuito de aplicación en el canal de sonido hasta el pre de audio del C.I. CA3065 de la R.C.A.

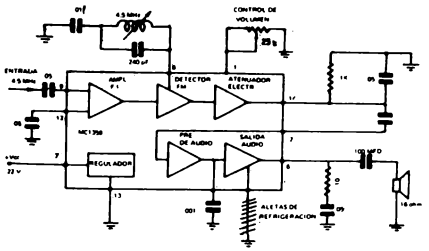


Fig. 148.– Circuito de aplicación de un C.I. que incluye la etapa de salida de audio. Se trata del MC1359 de la Motorola.

esta época al CA3065 de la R.C.A. que vemos aplicado en el circuito Nº 1, página 40 y que reproducimos esquemáticamente en la figura 147. La sensibilidad fue aumentada pues basta una señal de 4,5 MHz de 200 microvolts y entrega una señal de audio de 7 Volts cresta a cresta, apta para un amplificador de potencia. Tiene control de volumen electrónico y posibilidades de usar control de tono; la ventaja del control electrónico es que el cable que va al potenciómetro lleva corriente continua y entonces no se requiere que sea blindado.

Similares a este C.I. que hemos comentado son los siguientes:

MC1358 (Motorola)
LM3065 (National)
TBA750A (Philips)
TBA120S (Siemens)
ULN2165 (Sprague)
SN76665 (Texas)
AN241 (Matsushita)
TA7071 (Toshiba) etc.

Es de notar que el circuito Nº 4 de la Motorola usa un C.I. que lleva la sigla SN76666N que es similar a los comentados.

Finalmente aparecieron circuitos integrados que incluían el amplificador de audio, del cual podemos dar como ejemplo representativo el MC1359 de la Motorola que podemos ver en un circuito de aplicación en la figura 148. Además del citado se encuentran estos otros:

LM1808 (National)
CA3134E (R.C.A.)
ULN2212 (Sprague)

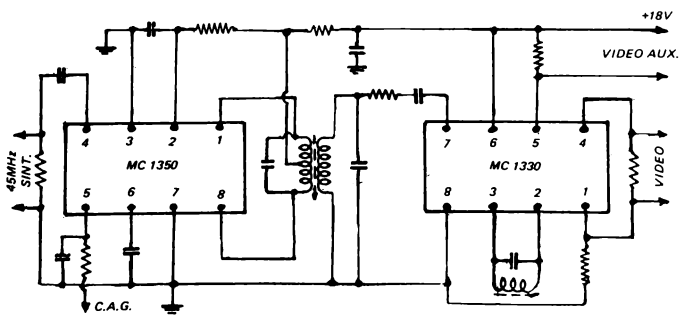


Fig. 149.– Combinación de los circuitos integrados MC1350 y MC1330 de la Motorola para aplicarlos al canal de video del televisor.

LA4031 (Sanyo) etc.

En nuestro medio todavía no han encontrado aplicación masiva estos integrados que incluyen la totalidad del canal de sonido, por lo cual no aparecen en ninguno de los esquemas generales que tenemos en el libro.

Los C.I. en el canal de video

Desde hace tiempo existen circuitos integrados que abarcan el canal de video desde la salida del sintonizador hasta el detector de video incluído, pero siempre queda el problema de la sintonización de la F.I. Si bien se incorporan etapas amplificadoras acopladas a resistencia, hay que agregar en forma externa inductores sintonizados. En los circuitos comerciales que tenemos en el libro no hay ninguno que haya colocado un C.I. en el canal de F.I. de video, de modo que daremos algún ejemplo de los que existen para ilustración del lector.

Ejemplo típico de estos tipos de C.I. es la combinación de los Motorola MC1350 y MC1330; el primero contiene la parte de F.I. de video y el segundo un detector sincrónico para esta señal. En la figura 149 podemos ver la forma cómo se acoplan estos dos C.I. al resto del circuito partiendo del sintonizador, que le entrega una señal de 45 MHz y disponiendo a la salida la señal de video con polaridad negativa. Tiene además una salida auxiliar de video con polaridad positiva para usarla en la sección de sincronismo. El circuito sintonizado es externo en la F.I. y en el detector. Otro C.I. de este tipo es el R.C.A. CA3068.

Hay circuitos integrados que tienen incluída la sección del C.A.G. y la etapa preamplificadora de video, como es el CA3120 de la R.C.A. que tenemos incluído en el circuito Nº 1, página 40 y el Philips TAA700, pero este último incluye también el separador de sincronismo y el supresor de ruidos, de modo que corresponde en parte a la sección de video y en parte a la de barridos.

Los C.I. en los circuitos de barrido

La separación y recortado de los pulsos de sincronismo, el sistema supresor de ruidos, el oscilador vertical y el horizontal con su correspondiente C.A.F. significan en los televisores un problema de ajuste inicial y de desajustes posteriores, lo que ha movido a las fábricas a diseñar circuitos

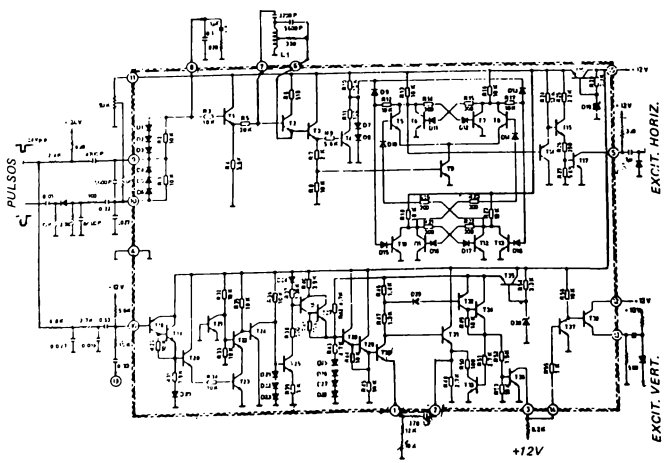


Fig. 150.– Circuito interno y aplicación del circuito integrado AN334 de la Matsushita.

integrados que no sufran alteraciones una vez colocados.

Ejemplo típico de este C.I. es el que podemos ver incorporado en el circuito Nº 1, página 40 y es el AN334 de la Matsushita. El circuito interno del mismo se muestra en la figura 150 y su complejidad interior se debe a la inclusión de 38 transistores, 30 diodos y 56 resistores, todos en el bloque de sustrato de silicio. Si observamos las conexiones de este integrado en el circuito Nº 1 antes mencionado veremos que con agregar cuatro transistores y los transformadores de salida tenemos todo el conjunto de la deflexión.

A este C.I. se le aplica a la entrada los pulsos de sincronismo y la alimentación de 12 V. Las dos salidas son: una para la etapa excitadora del barrido vertical y otra para la excitadora del barrido horizontal. Los controles de altura y enganche vertical y de frecuencia horizontal son potenciómetros externos que se pueden ver en el mencionado circuito Nº 1 de la DELM.

Los C.I. combinados en TV

Como acaba de verse es difícil hacer una subdivisión de los circuitos integrados por secciones del televisor, pues la técnica actual es reunir en cada C.I. la mayor cantidad de funciones para resolver problemas de armado y calibración a los fabricantes.

Si tomamos el popular TAA700 de la Philips se comprende que su uso afecta a varias secciones del circuito general. Este C.I. comprende el C.A.G., el recortado y separación de los pulsos de sincronismo, el supresor de ruidos y la etapa preamplificadora de video. Otros combinan diferentes secciones y de este modo se llega a circuitos integrados cuyos esquemas internos han merecido una denominación pintoresca: **jungla de TV** y la misma aparece muchas veces en los folletos explicativos y en los artículos técnicos que describen sus aplicaciones.

Dentro de esta serie de C.I. hay dos grupos, el de los que pueden intercambiarse entre sí y el de los que no pueden intercambiarse y por lo tanto tienen circuitos de aplicación diferenciados. Las listas actualmente pueden darse así:

intercambiables:	CA3120	(R.C.A.)
	MC1344	(Motorola)
	LM1845	(National)
	ULN2125	(Sprague)
	221–45	(Zenith)
diferenciados:	TBA890	(Philips)
	AN228 AN328	(Matsushita)
	HA1180	(Hitachi)

Débido a la difusión que seguramente alcanzará muy pronto esta serie de circuitos integrados consideramos interesante dar el circuito de aplicación de uno de los intercambiables para mejor ilustración del lector. Tomemos el primero de la serie, el CA3120 de la R.C.A. y observemos la figura

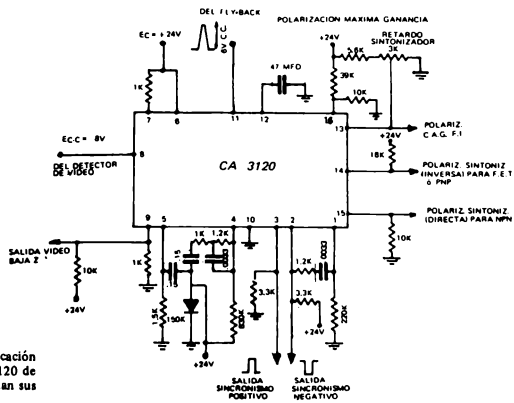


Fig. 151.– Circuito de aplicación del circuito integrado CA3120 de la R.C.A. En el texto se dan sus equivalentes directos.

151 que da el circuito para aplicarlo al proyecto de un televisor transistorizado.

En el terminal Nº 8 recibe la señal de video del detector, con polaridad negativa y con especificación de 8 V. de amplitud de cresta. En el terminal 11 recibe pulsos horizontales positivos tomados del fly-back, técnica ya conocida, y se especifica una amplitud de pulsos de 6 V. Hay entradas para la alimentación: terminal 7, directa +24V, terminal 7 a través de 1 Kilohm, terminal 16 a través de 39 Kilohms y terminal 14 a través de 18 Kilohms. Los otros terminales son para las salidas disponibles que abarcan numerosas posibilidades; veamos:

A la derecha tenemos todas las salidas para el C.A.G. que incluyen una directa para la F.I. de video y dos para el sintonizador, según el tipo de transistores que el mismo contenga, o sea PNP o FET por un lado y NPN por el otro. En la parte superior y vinculado a los terminales 13 y 16 hay un retardo de C.A.G. para el sintonizador, tema que estudiamos en el capítulo 5.

En la parte inferior vemos la salida de pulsos para los barridos, ya sometidos a la acción de recortado, separado de verticales y horizontales y supresor de ruidos. Del terminal 2 pueden tomarse pulsos negativos y del 3 pulsos positivos, según las necesidades del circuito.

La señal de video del detector entra al terminal 8, como dijimos, pero como tiene adentro un seguidor emisivo puede tomarse del emisor señal de video de baja impedancia y llevarla al amplificador de video; esto se saca del terminal 9. Hay adentro un detector de ruidos que los toma e invierte su polaridad para aplicarlos nuevamente y eliminar así el pulso extraño (recordar figuras 83 y 84). Por ello la señal de video que se usa para el C.A.G. está completamente libre de ruidos y lo mismo pasa con la que se toma para el recortador de sincronismo. Cabe destacar que el C.A.G. es del tipo gatillado, que es el preferido en la actualidad; de ahí la aplicación de pulsos del fly-back al terminal 11.

La insensibilidad de estos circuitos integrados contra ruidos y toda clase de interferencias eléctricas es de tal confiabilidad que se ha formado conciencia que sería muy difícil lograr iguales resultados con circuitos armados con componentes separados comunes, o sea discretos.

Conjuntos para armar televisores

La técnica de la construcción modular y el uso de circuitos integrados se ha difundido masivamente en la fabricación de televisores y la incorporación de la misma al mercado de los armadores particulares se ha visto favorecida con la preparación de conjuntos completos para un televisor, a los que se da el nombre de kits (del inglés: equipos). Un kit contiene todos los componentes sueltos, como ser las plaquetas impresas, las bobinas, los transformadores y muchas veces los elementos a colocar en las plaquetas; suele excluirse los componentes importantes, como el tubo, el parlante, el gabinete, etc. El armador debe colocar los elementos en las plaquetas, hacer las conexiones y ubicar las mismas en el chasis o gabinete, según el caso. Luego debe hacer las interconexiones entre plaquetas y entre ellas y los elementos que van separados, como el parlante y el tubo, que van asegurados al gabinete, los potenciómetros que van en el frente o costado del mismo, y las fichas de alimentación, de antena, etc.

A título de ejemplo y para ilustrar al lector sobre las posibilidades que le brinda el mercado describiremos uno de tales kits, y hemos elegido el TOPECO denominado TV8033 que es apto para armar televisores de 17" hasta 24". Contiene 4 plaquetas impresas del mismo tamaño, dos más chicas y un conjunto de componentes. El resto deberá conseguirse aparte a gusto del armador. Se caracteriza porque está preparado para funcionamiento dual, es decir que puede alimentarse desde la red eléctrica de 220 Volts de alterna o con una batería de 12 Volts. En las figuras 152 a 156 se muestran las diversas secciones y para facilitar las interconexiones entre las mismas las hemos numerado de la siguiente manera:

(1): Plaqueta que contiene el canal de sonido y el amplificador de video (figura 152). Incluye el C.I. tipo ULN2111A.

(2): Plaqueta que contiene el canal de F.I. de video con el C.I. CA3068; además aparece el sintonizador (figura 153.).

(3) Plaqueta con las secciones de sincronismo y barrido vertical (figura 154).

(4): Fuente de alimentación regulada que incluye la plaqueta del estabilizador de tensión (figura 155).

(5): Conexiones del tubo de imagen y plaqueta Spark-gap (figura 156).

(6): Plaqueta con la sección del barrido horizontal (figura 156).

De acuerdo con lo especificado, tenemos que hacer las interconexiones entre plaquetas. Por ejemplo, el terminal Nº 12 de la plaqueta correspondiente a la sección Nº 1 debe conectarse al terminal Nº 21 de la plaqueta Nº 3. Tal cosa la encontramos en la figura 152 a la derecha y hacia abajo y en la figura 154 arriba y hacia la derecha.

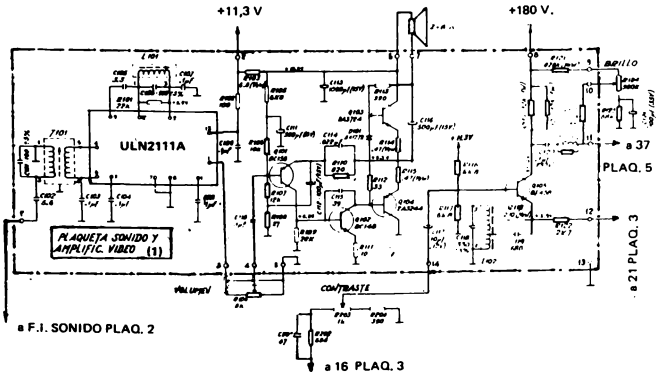


Fig. 152.– Circuito de la plaqueta del canal de sonido y amplificador de video que incluye el C.I. tipo ULN2111A. A esta plaqueta le hemos asignado el número (1) para indicar las interconexiones.

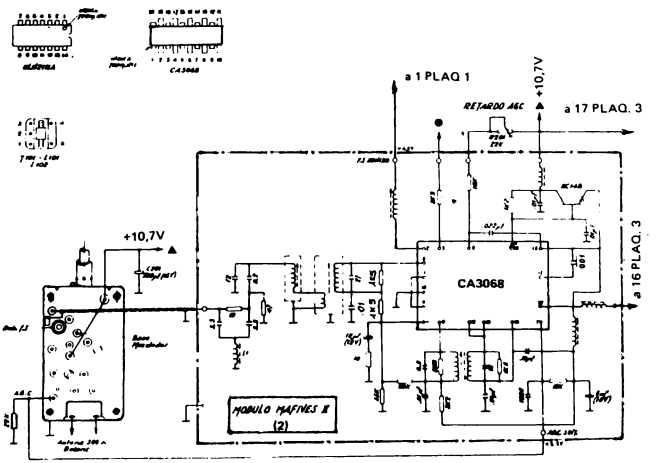


Fig. 153.– Circuito del módulo MAFIVES II que incluye el sintonizador SESTEC y el C.I. tipo CA3068. A este conjunto le hemos asignado el número (2) para indicar las interconexiones.

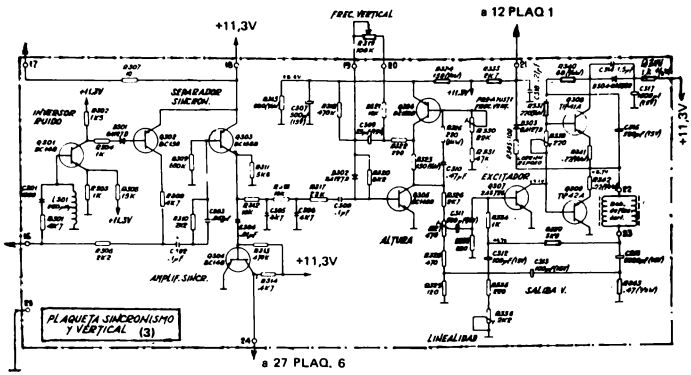


Fig. 154.– Circuito de la plaqueta que contiene las secciones de sincronismo y del barrido vertical. Para indicar las interconexiones le hemos asignado el número (3).

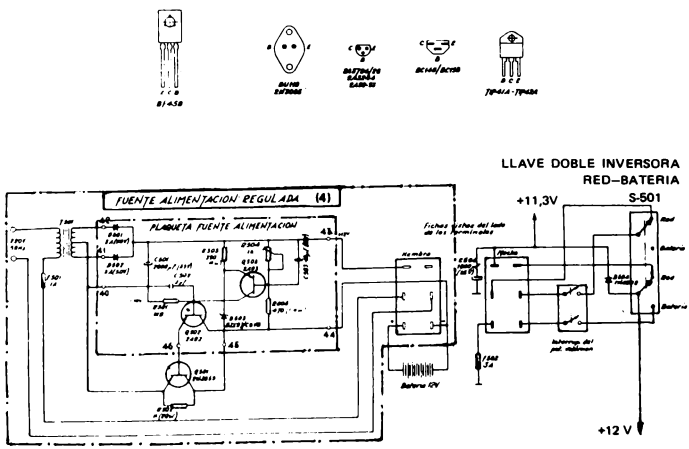


Fig. 155.– Circuito de la fuente de alimentación regulada tipo dual, o sea que sirve para alimentación con 220 V de alterna y 12 V de continua. Para las interconexiones le asignamos el número (4).

En la figura 153 se da el código de conexiones de los circuitos integrados y del transformador T101 de entrada al canal de sonido y en la figura 155 se da el código de conexiones de los transistores. El del fly-back y de la bobina del oscilador horizontal aparecen en la figura 156.

Con lo dicho el armador arma cada plaqueta y luego las coloca en el chasis correspondiente y hace las interconexiones indicadas sin ninguna dificultad. Los elementos no comprendidos en las plaquetas tienen sus conexiones marcadas en cada caso.

Antes de continuar conviene hacer una aclaración respecto de la plaqueta que se ha denominado: *spark-gap*. Ocurre que existiendo una muy alta tensión en el revestimiento metalizado del tubo de imagen se ocasionan fenómenos transitorios debidos a la circulación de cargas a lo largo de tal revestimiento. Esto da origen a descargas que pueden inutilizar a los componentes de estado sólido, por lo que hay que disponer elementos de descarga de tales tensiones transitorias. Al fenómeno se lo denomina usualmente: *flash-over*. La solución adoptada en este caso es disponer un descargador de chispa. Este dispositivo obliga a recomendar la forma de realizar la conexión de masa del revestimiento externo del tubo, tal como veremos más adelante.

Cabe acotar que en los televisores valvulares este fenómeno carecía de importancia por la inmunidad de las mismas a descargas transitorias. La transistorización trajo el problema y la consiguiente solución. Una segunda acotación es que actualmente se fabrican tubos a los que se denomina *soft-flash*, en los que se incorpora óxido de hierro al revestimiento interno; ese aditamento aumenta la resistividad del material y reduce el desplazamiento de cargas transitorias, eliminando el efecto flash-over.

Es interesante conocer las especificaciones que da la fábrica de las características de este conjunto. Se trata de un equipo que se ha proyectado con bajo consumo para posibilitar el funcionamiento con batería, de la cual absorbe únicamente 2,4 Amperes. Pese a esta cifra la alta tensión obtenida es de 16 Kilovolt, que permite usar tubos de tamaño grande. Los detalles sobresalientes de sus partes son:

Sintonizador SESTEC precalibrado en fábrica, con sensibilidad de 4 microvolts y entregando una señal de video de 7 Volts de pico a pico.

Amplificador de F.I. de video tipo MAFIVES II, precalibrado en fábrica que entrega una señal de video de 90 Volts de pico a pico, con ancho de banda de 3,5 MHz.

El canal de sonido suministra una respuesta en frecuencia de 200 Hz a 9 KHz y el circuito integrado entrega 280 mV al amplificador.

Los barridos acusan un rango de retención de 1.000 Hz y de reenganche de 400 Hz para el barrido horizontal.

Después de estas especificaciones generales, hemos creído conveniente suministrar las recomendaciones que suministra la TOPECO acerca del armado y la calibración del conjunto. Son ellas:

La masa entre la plaqueta Spark-Gap (figura 156) y el revestimiento acuadag terminal 36 de tal plaqueta, debe unirse al terminal 34 de la plaqueta (6) con exclusión de otra conexión a masa; de no seguirse esta recomendación podrían estropearse los semiconductores e inclusive los circuitos integrados.

Nunca debe probarse la alta tensión (16 KV) haciendo arcos con un destornillador, pues la chispa puede propagarse al circuito e inutilizar los semiconductores.

Una vez armado el televisor deben seguirse fielmente las recomendaciones dadas por el fabricante y que se proveen en un folleto que acompaña al kit.-Lo mismo ocurre con la calibración, si bien sobre este asunto podemos hacer un comentario.

Desde que el conjunto formado por el sintonizador SESTEC y el módulo MAFIVES II de la F.I. de video vienen precalibrados de fábrica, no es necesario realizar tal operación. Sólo hay que ajustar el control de retardo del C.A.G. en la forma como se indica en el folleto. Para el canal de sonido hay que retocar la trampa de 4,5 MHz y ello se hace con señal de un canal activo, observando el tramado en cuadrillé en la pantalla, el cual debe ser llevado al mínimo. Acto seguido debe retocarse el núcleo de la bobina L101 hasta que el sonido no tenga el clásico zumbido o hasta que se haga mínimo y después se ajusta T101 hasta sonido de máxima amplitud. Al final conviene retocar nuevamente L101.

Para la frecuencia horizontal se retoca la bobina osciladora L401 para la posición central del potenciómetro de enganche, se saca el canal sintonizado y se vuelve a él, debiéndose tener enganche perfecto. Para la frecuencia vertical se pone un canal activo y se coloca el potenciómetro R319 a mitad de recorrido; se sincroniza la imagen con el pre-set R330 hasta que moviendo R319 hacia ambos lados se produzca el desenganche.

Para el retardo del C.A.G. se sintoniza un canal activo de los de máxima señal y se retoca el potenciómetro R201 hasta lograr imagen con mínimo ruido; también puede hacerse con el multímetro, buscando que la tensión del C.A.G. para el

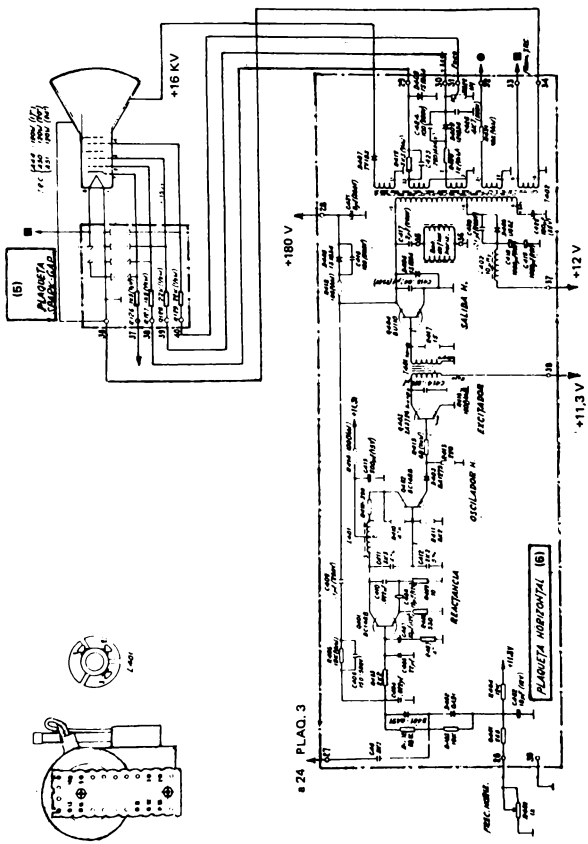


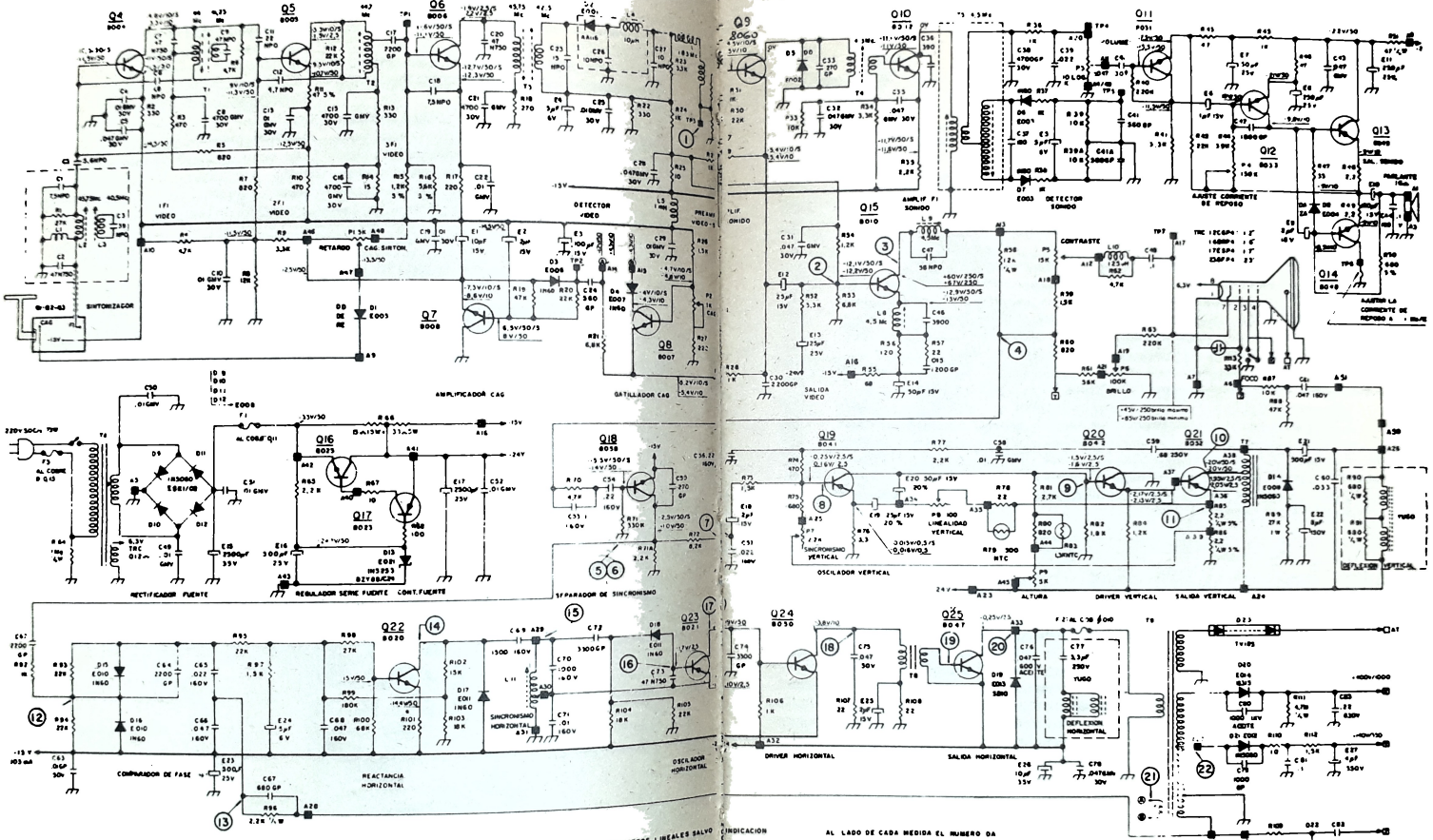
Fig. 136.– Circuito que comprende al conjunto del tubo de imagen con la plaqueta Spar-Gap, a todo lo cual le asignamos el número (5) para facilitar las interconexiones, y el conjunto de la plaqueta que contiene el barrido horizontal, con el fly-back, a todo lo cual le asignamos el número (6) para hacer las interconexiones.

sintonizador se mantenga entre 2 y 3 Volts. Si ahora pasamos a un canal de señal débil esa tensión debe subir hasta 7 Volts.

El enfoque puede ser ajustado para cada tubo sobre el pre-set de foco (R422) hasta lograr buen enfoque en toda la pantalla.

Con las indicaciones que anteceden el armador puede encarar el armado del televisor modular que hemos visto y que se ha tomado como modelo de esta técnica que mencionamos en el presente capítulo. Hay en plaza otros equipos modulares y en todos los casos el conjunto puede adquirirse en forma de kit, o sea conteniendo el total de componentes o en forma parcial, con las plaquetas y elementos principales, dejando la elección del tubo, fuente y otros detalles a elección del armador. Pero en todos los casos hay indicaciones de los fabricantes de tales equipos modulares para que el resultado sea acorde con el proyecto que realizó el diseñador. Es usual que el kit se acompañe con un manual de instrucciones acerca del armado y la calibración; esta última es generalmente un retoque, pues se acostumbra a entregar las unidades precalibradas de fábrica.

CIRCUITO No 7 – TELEVISOR PHILCO – Modelo TVN71



R OHMS ¼W
K 1000 OHMS TOL 10 %
M 1000000 OHMS SALVO INDICACION
C pF PARA NUMEROS +1
C µF PARA NUMEROS +1
TENSION DE TRABAJO 400V SALVO INDICACION
TOLERANCIA ±10% SALVO INDICACION
TOLERANCIA ELECTROLITICOS -20 +50 % SALVO INDICACION

POTENCIOMETROS LINEALES SALVO INDICACION
LAS TENSIONES INDICADAS SE MIDEN CON
TESTER DE 20K Ω/V.
LOS CONDENSADORES CERAMICOS SON INDICADOS CON LETRAS
GP USO GENERAL
GMV MINIMO VALOR GARANTIDO (-0+100 %)
NPO COEFICIENTE CERO DE TEMPERATURA
N750 COEFICIENTE NEGATIVO DE TEMPERATURA

AL LADO DE CADA MEDIDA EL NUMERO DA EL FONDO DE ESCALA USADO.
LAS TENSIONES SEGUIDAS DE LA LETRA "S" INDICAN QUE SON HECHAS CON SEÑAL CONTRASTE MAXIMO
BRILLO MAXIMO
LOS CONTROLES AJUSTADOS PARA CUADRO NORMAL

Día 14

El propósito de este libro es explicar el funcionamiento de los televisores transistorizados y por lo tanto no se ha considerado como objetivo el armado de los mismos, el cual queda para los textos de ese tema: Pero es razonable pensar que los que se dedican a la reparación de televisores y han hecho su experiencia en los modelos valvulares quieran abarcar este nuevo campo que representan los equipos a transistores. El problema del armado no es demasiado nuevo para ellos pero puede presentar novedades de interés el proceso de la calibración, ya que es frecuente la necesidad de recalibrar en los talleres de reparaciones. Este asunto merece atención y por ello dedicaremos la presente jornada a hacer una síntesis del tema y facilitar así la tarea de los lectores interesados en completar sus conocimientos. Cabe advertir que, como ya ha ocurrido con otros temas abordados, hay diferencias entre los circuitos existentes en nuestro medio y por ello debemos hacer una referencia general que sirva de orientación y aclarar cuando sea posible cuáles son las variantes comunes. Y también tenemos que hacer la advertencia de que para calibrar o recalibrar un televisor se requiere instrumental adecuado, el que debe ser conocido por el lector. En caso contrario pueden mencionarse tres tomos de la colección a que perteneee este libro que tienen ese tema y son el dedicado a Televisión, el de Service de TV y el de Instrumental. Con las obligadas aclaraciones que preceden podemos comenzar la tarea.

CALIBRACION DEL TELEVISOR

Tal como hemos visto en los capítulos anteriores el televisor tiene una gran cantidad de secciones y el funcionamiento correcto de las mismas es indispensable para lograr imagen coherente en la pantalla y sonido correcto en el parlante. Si una sección falla pueden producirse inconvenientes de la más diversa índole y se hacen cuadros que los clasifican según cuál sea la sección responsable cosa que veremos en el capítulo próximo.

Hay dos clases de situaciones anormales en un televisor que deben atenderse de diferente manera: una se refiere al televisor que estaba funcionando y acusa un inconveniente y la otra se refiere al televisor recién armado que no presenta normalidad total. En el primer caso hay que localizar la sección responsable de la anomalía y dentro de ella al componente o grupo de componentes que se han deteriorado para proceder al recambio. En el segundo caso, terminado el armado del televisor hay que someterlo a una serie de pruebas y ajustes conducentes a lograr que cada sección alcance el funcionamiento normal. Para este fin los circuitos tienen indicaciones de las tensiones en cada punto, curvas oscilográficas que permiten verificar mediante un osciloscopio si en el punto indicado realmente hay una señal de la forma programada y otra serie de instrucciones. Estos esquemas así complementados son comunes en los juegos de materiales o *kits* para armado.

El acondicionamiento de las tensiones en cada sección es un problema de verificar las existentes mediante un voltímetro y si hay diferencia con la cifra pedida habrá que cambiar el valor de un resistor serie o colocar uno si hay que rebajar la tensión. Las formas de onda de las señales en cada punto del esquema pueden verificarse con un osciloscopio aplicando las puntas de entrada vertical al mencionado punto y usando para el horizontal un barrido de frecuencia adecuada a la de la señal en prueba. Y como vemos ya hemos nombrado dos instrumentos usuales en el laboratorio de TV. Pero hay otros, de modo que es conveniente

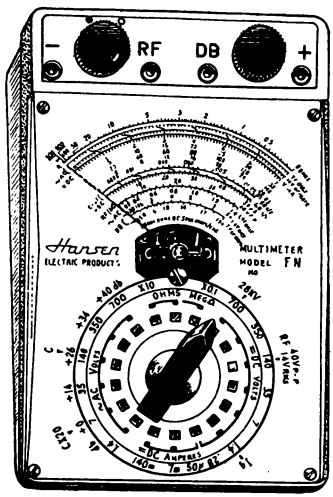


Fig. 157.– Aspecto del papel frontal del multímetro HANSEN F–N muy usado en la revisión de televisores.

te hablar del instrumental que debe tenerse a mano.

Instrumental necesario

La comprobación de tensiones y corrientes como magnitudes y la de los valores de resistencia de los resistores, de continuidad de bobinados y la puesta a masa de componentes, como verificaciones, pueden hacerse todas con el más común de los instrumentos en radio y televisión: el multímetro. Se trata de un microamperímetro que se transforma, mediante una serie de combinaciones, en miliamperímetro, voltímetro de alterna o continua, óhmetro, etc. Algunos modelos miden capacidades, niveles de salida, corrientes de R.F., etc. A título informativo mostramos en la figura 157 uno de los más populares, el Hansen F-N.

Debido a que la mayor parte de las secciones de un televisor presenta circuitos de baja impedancia, suele ser suficiente la resistencia interna de 20.000 Ohm/Volt que tienen los multímetros comunes y puede prescindirse del voltímetro electrónico. No es recomendable trabajar con instrumentos que tengan menor resistencia interna que la mencionada.

El segundo instrumento usual en TV es el osciloscopio, en cuya pantalla pueden visualizar formas de ondas de todas las señales presentes en un televisor, si hacemos las exclusiones para las de alta frecuencia, como es lógico. Pero veremos que no necesitamos ver las formas de onda de las mismas pués puede trabajarse con la forma de la banda pasante.

Hay muchos tipos y modelos de osciloscopios e inclusive existen kits para armarlos. En la figura 158 mostramos uno de los comunes que se ha encontrado durante mucho tiempo en el mercado local: el PACO S-55. Pero lo importante es el manejo y tal cosa viene bien explicada en los folletos de fábrica o se aprende fácilmente en los libros dedicados al instrumental.

Y el tercer instrumento importante es el generador de señales. Cuando se deben ajustar circuitos sintonizados para que entren en resonancia a determinada frecuencia, tenemos que disponer

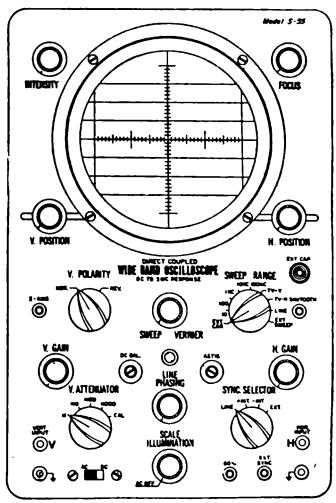


Fig. 158.– Aspecto del panel frontal del osciloscopio PACO modelo S-55 que es apto para calibración de televisores.

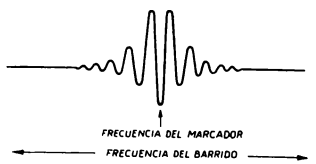


Fig. 159.– Mezclando la señal del marcador con la del generador se obtiene un oscilograma de ondas amortiguadas.

de una señal con esa frecuencia y si no podemos usar la portadora de una emisora debemos tener un generador que nos la produzca. Para usos en radio y en audio bastan los generadores que entregan señal senoidal o de otra forma de onda pero para televisión se requieren algunos refinamientos que trataremos de inmediato.

El generador con barrido y marcador

Para calibrar el canal de F.I. de video de un televisor necesitamos comprobar que la envolvente de modulación tenga la forma más parecida posible a la que vimos en la figura 35, en la que inclusive se marcan los puntos clave que deben producirse en las frecuencias allí especificadas. Si inyectamos en un osciloscopio la salida de video veremos una raya vertical indicadora de la amplitud general y no podemos usar barrido horizontal de frecuencias mayores que unas cuantas decenas de ciclos por segundo. Entonces necesitamos otro tipo de generador y es el que incorpora un barrido interno.

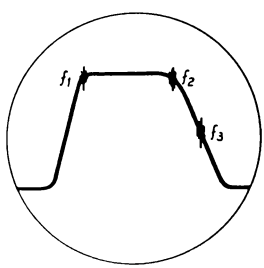


Fig. 160.– Las marcas definen puntos estratégicos en el gráfico de la banda pasante de la F.I. de video.

El generador con barrido tiene un procedimiento electrónico para desplazar la frecuencia de la señal producida o aplicada desde un límite inferior hasta otro superior, vuelta atrás y repitiendo el ciclo. Entonces, si observamos la curva de la figura 35 e inyectamos en el canal de F.I. una señal que en lugar de tener por ejemplo 40 MHz cambia su frecuencia paulatinamente desde esa cifra hasta 48 MHz vuelve a la cifra menor, para irla cambiando otra vez desde 40 hasta 48 MHz, y simultáneamente no le aplicamos al borne horizontal del osciloscopio su barrido interno sino uno de la misma frecuencia usada para desplazar la señal de F.I., ocurrirá lo siguiente: como a las placas verticales del osciloscopio aplicamos la salida del amplificador de F.I. la altura del gráfico

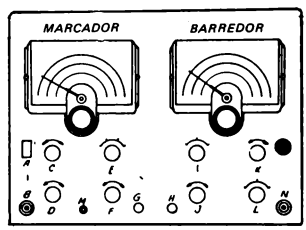


Fig. 161.– Aspecto del panel frontal de un generador barredor con marcador incluído.

que pueda visualizarse será la amplitud que en cada instante tenga la señal de salida de ese amplificador; pero como usamos como barrido horizontal un desplazamiento a lo ancho de la pantalla que tiene el mismo ritmo que hemos impreso a la amplitud de la F.I. la altura del punto luminoso en la pantalla se irá desplazando de izquierda a derecha y nos permitirá ir observando un gráfico como el de la figura 35 o similar.

En resumen, no importa cuál sea la frecuencia usada por el barredor, lo que interesa es que sea la misma la que barre que la que se aplica al osciloscopio en sus placas horizontales. Así veremos en la pantalla la curva pasante de la F.I. cuya altura en cada punto depende del ajuste que se haga de los circuitos sintonizados, según hemos visto. El trazo de retroceso no molesta, pues es una raya casi horizontal; incluso algunos aparatos de este tipo lo suprimen.

Un refinamiento es poder ver las rayitas que indican las frecuencias especiales en la figura 35 y

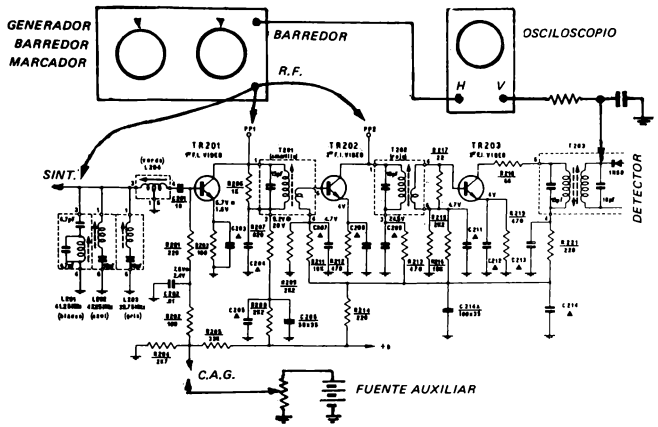


Fig. 162.– Circuito del canal de F.I. de video de un televisor con indicación de las operaciones para la calibración del mismo.

eso se consigue con otro instrumento que es el oscilador marcador y que puede venir incluído en el generador con barrido antes mencionado y tal es la tendencia actual. Este generador marcador produce una señal en la frecuencia que se desea y si mezclamos tal señal con la que inyectamos en el osciloscopio ocurre lo que marca la figura 159, o sea que la cresta de la curva sufre oscilaciones. Cambiando la amplitud puede lograrse que en la curva de respuesta de la F.I. aparezcan las marcas tal como se ven en la figura 160, es decir como marcas perfectamente identificables y que corresponden a los dos o tres ciclos centrales de la figura anterior.

Estos generadores con barrido y con generador marcador incluído son usuales en la actualidad y la figura 161 nos muestra uno de los modelos existentes. La salida de R.F. se toma del borne *M* y se lleva a la entrada del amplificador en estudio y la salida del marcador se toma del borne *N*. La salida para aplicar al barrido horizontal del osciloscopio, o sea el barrido que nos entrega el barredor, se toma del borne *H* como polo vivo y de *G* como masa. Además puede usarse o no marcador mediante la selectora *C* y puede aplicarse marcador externo en el borne *B*. Los rangos de frecuencias son *E* para el marcador e *I* para el barredor. Tiene un control de nivel de salida *K* y *L* es un multiplicador de esa salida.

La descripción de los instrumentos que se necesitan para calibrar un televisor ha sido muy somera y ello fue advertido, ya que más que la teoría del funcionamiento de tales aparatos interesa su uso en la operación mencionada. Queda al lector el satisfacer su inquietud respecto al instrumental si no conoce bien la teoría que le compete a cada uno de la serie. Pasaremos entonces a explicar el procedimiento de la calibración en sí.

Canal de F.I. de video

Tomemos el circuito del canal de F.I. de video de un televisor típico, como el que vemos en la figura 162. Antes de comenzar el proceso de calibración hay que tener en cuenta algunos detalles de importancia. Mientras el circuito está descalibrado, la tensión del C.A.G. no existe o será baja por no haber señal de F.I. Puede procederse sin cuidar ese detalle pero la curva obtenida no será del todo correcta, de modo que se acostumbra a usar una fuente auxiliar que suministre un valor medio normal para la tensión del C.A.G. y con la polaridad adecuada. Una batería y un potenciómetro permitirán aplicar al punto de toma del

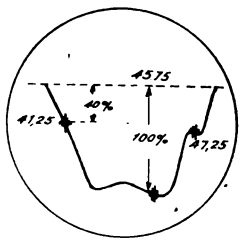


Fig. 163.- Oscilograma que se debe buscar en la pantalla del osciloscopio en la primera fase de la calibración.

C.A.G. la tensión a que hicimos referencia. De inmediato se pasa al selector de canales a uno inactivo como puede ser la posición para U.H.F. si existe o uno de los canales bajos como el 4 o el 5. Y por último conectense los instrumentos en la forma indicada en la figura 162. Es conveniente colocar el filtro formado por el resistor de 10 Kilohms y el capacitor de 0,005 microfarad al tomar señal del detector de video: el objeto del filtro es evitar que pase señal de R.F. al cable de conexión del osciloscopio que sería irradiada y produciría trastornos.

El primer punto de aplicación de la señal del generador es el colector del penúltimo transistor de F.I., punto indicado en la figura como PP2 o sea punto de prueba 2. No se recomienda aplicar la señal al último transistor porque se producen alteraciones en la forma de la curva de respuesta. Una vez conectado todo se retocan los núcleos de adelante hacia atrás, o sea primero el del último transformador y luego el del penúltimo, tratando de obtener en el osciloscopio la curva que muestra la figura 163. Para ello se coloca el marcador en las frecuencias de 41,25 MHz para el punto de 40% de amplitud, 45,75 para el de amplitud máximo y 47,25 para el pozo que marca el lugar donde debe haber una inflexión de la portadora de sonido del canal adyacente. La frecuencia de 41,25 MHz será después el otro pozo que corresponde a la portadora de sonido propia (recordar figura 35).

Acto seguido viene la segunda etapa de la calibración, para la que pasamos la salida del generador al PP1, o sea al colector del primer amplificador de F.I. En esta fase del proceso tratamos de ir cambiando la forma de la curva para lograr que se acerque a la que muestra la figura 164, mediante retoque del núcleo del transformador T201. El objetivo se cumplirá cuando pasemos la punta de R.F. al tercer punto, o sea al sintonizador, punto de prueba identificado en el mismo. Para tal conexión conviene insertar un resistor de 3 Kilohms en serie y junto al punto de prueba Ahora ajustamos las trampas y la bobina de acoplamiento a las frecuencias indicadas en el esquema. La primera trampa nos permite obtener bien marcado el pozo de 41,25 MHz (bobina L201) la segunda trampa, (bobina L202) permite obtener el pozo de 47,25 MHz y la tercera (L203) es para un pozo que observamos en la figura 35 y que tiene una frecuencia de 39,75 MHz; es de notar que muchos televisores traen solamente dos trampas, careciendo de esta tercera que hemos mencionado.

Una vez que la curva de F.I. tiene una forma lo más parecida posible a la que vemos en la figura 164 puede decirse que hemos terminado el ajuste. Se recomienda repetirlo en forma ordenada si no se obtiene resultado en el primer intento. Y cabe agregar una recomendación muy importante: cuando se intenta lograr un pozo de la curva el resultado correcto se muestra en la figura 165, con el nodo bien definido, con tendencia de la curva a subir hacia ambos lados, y no como en la figura incorrecta que también vemos allí y que muestra que el nodo es inexistente.

El canal de sonido

La señal de F.I. de sonido es una portadora de 4,5 MHz que se obtiene por batido en el detector de video, según hemos visto al ocuparnos de las figuras 46 y 47. Pero en las mismas vemos también la trampa de 4,5 MHz que impide que esta portadora irrumpa en el amplificador de video. Des-

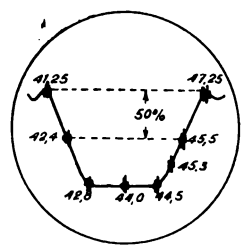


Fig. 164.- Oscilograma a obtener en las fases segunda y tercera de la calibración.

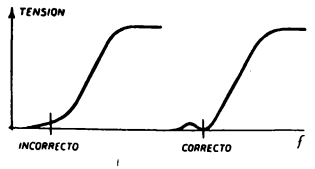


Fig. 165.– Aspectos incorrecto y correcto del ajuste de las trampas de la F.I. de video.

pués llevamos a tal portadora hacia el canal de sonido, que tiene varias etapas hasta el discriminador. Para recordar el circuito del mismo mostramos uno típico en la figura 166. Tenemos allí, aparte de la trampa de 4,5 MHz, varios circuitos sintonizados cuyas bobinas tienen núcleos deslizables para su ajuste.

La primer idea es utilizar un generador de señales y proceder a retocar los núcleos hasta obtener máxima salida, comprobable mediante un medidor de nivel colocado a la salida del canal, pero tenemos que estar seguros de que la frecuencia de la señal proporcionada por tal generador sea exactamente de 4,5 MHz y entonces se ha preferido prescindir de tal idea y calibrar la F.I. de sonido con ayuda de señal de TV directamente.

Lo primero que se debe hacer es ajustar en frecuencia la trampa de 4,5 MHz y para ello volvamos a la figura 47 en la que vemos tal trampa del tipo resonancia en serie; está en el circuito de colector del transistor seguidor emisivo. Si la trampa no está ajustada y seleccionamos un canal activo, puede provocarse mediante el control de sintonía fina la aparición de un granulado fino que se ve en toda la pantalla. Si movemos el núcleo de la bobina de la trampa ese granulado tiende a desaparecer y el punto mínimo será el de ajuste.

Luego podemos pasar al canal de sonido propiamente dicho, que comienza en un circuito sintonizado paralelo que vemos en la misma figura 47 pero que también tenemos en la 166 a la izquierda, bobina ajustable L201. Además hay otras tres bobinas con núcleo ajustable y son las L202, L203 y L204, lo que implica posibilidad de ajustes.

El procedimiento de ajuste con señal de TV se basa en el hecho de que la misma provee la portadora de 4,5 MHz y por lo tanto pueden retocarse los núcleos desde el primero a la izquierda hasta el último a la derecha en el circuito de la figura 166. Esta aclaración la hacemos porque la primera bobina (L201) en muchos esquemas aparece en la sección de video y no donde la vemos en la citada figura. Obsérvese que el orden de ajuste en la F.I. de video era contrario al propuesto ahora.

Para realizar los retoques de los núcleos debemos trabajar con señal mínima y control de volumen al máximo. Lo primero se logra quitando el cable de antena y buscando un canal que ponga la señal que resulte audible en parlante. A veces hay que arrimar tal cable a los bornes de antena para tener una pequeña señal de sonido. Conseguida una señal se retocan los núcleos hasta que el sonido sea nítido y se logre la máxima intensidad. También hay que tener en cuenta el soplido de fondo si lo hay, porque debemos buscar el punto de mínimo soplido.

Ajuste del C.A.G.

Hay televisores que tienen un elemento variable para poner a punto el sistema de control automático de ganancia, otros tienen además previsto el ajuste del retardo del C.A.G. para el sintonizador y los hay que no tienen ningún componente ajustable para esta sección. En todos los casos, si hay posibilidad de ajuste se comienza por el C.A.G. de la F.I. y en segundo término se retoca el retardado para el sintonizador. Para proceder se busca un canal activo que nos de una señal de mucha intensidad, o sea que se consiga un con-

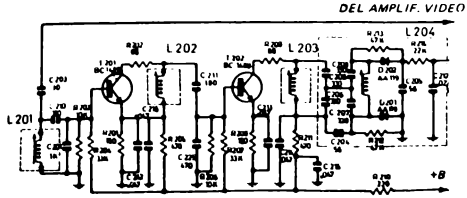


Fig. 166.– Circuito del canal de sonido de un televisor para mostrar los elementos ajustables.

traste fuerte actuando sobre la perilla respectiva. En esta situación se retoca el potenciómetro del C.A.G., el cual no tiene acceso desde el exterior del gabinete, hasta obtener contraste máximo sin llegar a deformar la imagen. Logrado el punto y si hay potenciómetro para el C.A.G. del sintonizador se procede con él de la misma manera.

En televisores que no tienen componentes variables en este circuito hay seguramente un divisor de tensión a resistores fijos y si se sospecha que se hace necesario un ajuste del C.A.G. se puede reemplazar el resistor fijo de una de las ramas del divisor por un potenciómetro, proceder al ajuste en la forma antes indicada y luego medir el valor del potenciómetro que resultó incluído. Como es evidente, si se necesitó ajuste, el valor acusado no es igual al del resistor fijo que desconectamos y entonces reemplazamos el potenciómetro por un resistor fijo de ese valor.

Es interesante mencionar los elementos de ajuste del C.A.G. que tienen los circuitos comerciales que aparecen en este libro. Veamos el detalle:

El circuito Nº 2, página 56 tiene el potenciómetro R52 para el ajuste general. El circuito Nº 4, página 88 tiene el potenciómetro R603A. En el circuito Nº 5 de la página 104 encontramos dos potenciómetros, uno en el emisor del transistor amplificador de C.A.G. (2SA564) y el segundo en la base del amplificador de F.I. (2SC828). El circuito Nº 6 de la página 120 nos muestra el potenciómetro R309 para ajuste del C.A.G. En el circuito Nº 7 página 136, tenemos dos potenciómetros, uno para la F.I. que es el P2 y otro para el sintonizador que es el P1. Finalmente encontramos en el circuito Nº 8 página 152, el potenciómetro R301.

Los circuitos de barrido

No se puede hablar de calibración en los circuitos deflectores porque los fabricantes no los proveen de elementos para tal fin y esas secciones salen en condiciones de la mesa de ajustes generales. Puede en cambio hablarse de reajustes por haberse alterado alguna situación generalmente por deterioro parcial de un componente u otra causa.

El ideal para revisar la deflexión es disponer del cuadro de prueba que proporcionan las emisoras al principio de la transmisión, porque en el mismo es fácil comprobar dimensiones de alto y ancho, linealidad de la imagen por el círculo central y presencia de señales espúreas en los barridos, como son las típicas torceduras provocadas por residuos de alterna.

Los televisores tienen controles externos de enganche pero los de dimensiones suelen estar en el interior. Además algunos disponen de controles adicionales de enganche en el interior. Al revisar un televisor el control exterior de enganche debe quedar de manera que la normalidad ocurra hacia el centro de giro de la perilla, situación que se logra con el control interior. Si el control de ancho es una bobina es lógico que se halle en el interior y deberá deslizarse el núcleo hasta lograr la dimensión correcta.

Además de los mencionados hay circuitos que disponen de elementos ajustables en las secciones auxiliares, como ser el control de ruidos y otros. En tales casos habrá indicaciones del fabricante para proceder a retocar tales tipos de controles pues no hay reglas fijas para tal operación.

Día 15

Cuando se toca el tema de la reparación de equipos electrónicos, sean radios, amplificadores o televisores, se hace cuerpo la idea de que por mucho que se escriba nunca se tendrá información completa y cuando para hablar de ello queda poco espacio es evidente que sólo se pueden dar normas generales que permitan al reparador orientarse sobre la localización de la falla. Y una vez más, aunque se caiga en reiteración, debemos recomendar que si el lector no se experto en el service debe leer mucho sobre el tema y en el caso del que hemos abordado hay que tener conocimientos generales sobre el service de TV y sobre la revisión de equipos transistorizados para lo cual, entre muchos libros existentes, nos vemos obligados a mencionar los tomos de esta colección que se titulan Service de TV y Service-Transistor. En el primero se guía al lector a través de la observación de fallas en la imagen y eso servirá para que ahora demos a los componentes afectados la equivalencia necesaria. En el segundo se explica la revisión metodizada de componentes y secciones de circuitos y entonces faltaría incluir en esas secciones la de los televisores, cosa que haremos ahora. Y como se ha dicho muchas veces la mejor escuela es la mesa de trabajo pues solamente allí se adquirirá experiencia, la que paulatinamente le proporcionará la idoneidad para ser un buen reparador de televisores.

REVISION DE TELEVISORES

Un televisor sale de fábrica funcionando correctamente y después de un tiempo acusa una falla en su funcionamiento que puede presentarse como falta total de imagen o sonido o como deformaciones, intermitencias, etc. Entonces hay que proceder a revisarlo para encontrar esa falla y subsanarla. Pero en la última frase está la clave del proceso: dijimos que había que subsanar la falla acusada, no que había que reformar el televisor. Es decir que la misión del reparador es devolverle el funcionamiento que tenía antes de presentar la anomalía y nada más porque si observamos el aspecto exterior de algunos componentes después de cierto tiempo de uso podríamos tentarnos de cambiar unos cuantos por nuevos. Pero como no puede saberse cuánto durará un elemento cuya envoltura aparenta un mal estado, ya que lo dicho no es indicio de deterioro interno, lo prudente es dejar todo como está hasta que alguna vez se produzca una nueva falla.

En los televisores valvulares lo más común en materia de fallas eran las válvulas y las estadísticas las colocaban en primer término de culpabilidad. En el caso de los transistorizados la situación no ha cambiado mucho, pues si bien los transistores son durables, si se altera su régimen por cualquier motivo son fácilmente inutilizados. O sea que en condiciones normales son más durables que las válvulas pero son más sensibles a fenómenos transitorios. Por ejemplo un diodo sólido de la fuente de alimentación duraría muchísimo, pero una sobretensión producida por una oscilación parásita externa lo deteriora en un instante y debe ser cambiado. Otro caso sería el de un pulso de ruido de gran amplitud que se cuele en el amplificador de video y no alcance a ser filtrado por el supresor, dando origen a picos elevados de tensión que pueden perforar la juntura de algún diodo o transistor. Y así se podría hacer una enumeración de causas de fallas en los televisores, pero precisamente no es esto lo que más interesa sino la determinación rápida del componente fallado para proceder a su recambio; esta es en esencia la tarea del reparador al proceder a la revisión de un televisor. La causa de la falla es una investigación que interesa al fabricante para tratar de prevenirla en sus futuros diseños.

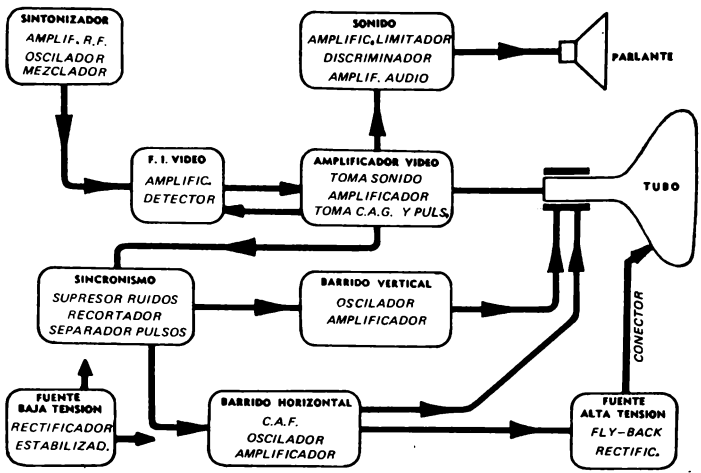


Fig. 167.– Diagrama sintético de las distintas secciones que componen un televisor transistorizado típico con indicación de las partes de cada una.

Subdivisión en secciones

El tipo de falla que acusa un televisor puede dar indicios del lugar del circuito donde se ha producido y por eso conviene tener una imagen mental de las diferentes secciones para iniciar la búsqueda en la que aparece como culpable. En el caso de los televisores transistorizados esto es más imperioso por el armado tipo modular que se usa actualmente. Si cada sección está ubicada en una plaqueta podría llegarse a probar con una plaqueta nueva reemplazando momentáneamente la sospechosa y se ganaría mucho tiempo ya que las interconexiones entre ellas son pocas. Claro que las plaquetas no abarcan únicamente una sección, según hemos visto en el capítulo 13, pero en una plaqueta que comprenda dos o tres secciónes puede identificarse cada sección por ocupar una zona de la misma.

Entonces tratemos de subdividir al televisor en secciones y lo que muestra la figura 167 es una propuesta que podría servirnos. En cada recuadro hay un título en letras más notables y varios subtítulos y es fácil comprobar la coincidencia de esta subdivisión con los distintos capítulos en que hemos dividido este libro, si bien hay algunas secciones que abarcaron más de un capítulo.

Teniendo la subdivisión propuesta puede hacerse una tabla con las fallas más comunes y determinar en cual o en cuales secciones estaría la causa de cada una para orientarnos en la búsqueda que haremos en un primer intento. Pero antes debemos hacer una clasificación de factores afectados, algo así como identificar la apariencia de un defecto dentro de todos los posibles. Veamos cómo se aclara esto.

En un televisor podemos apreciar el sonido y la imagen pero hay una tercer sensación que es visual. En efecto, si funcionan los barridos pero no hay señal de video observamos en la pantalla del tubo una serie de rayas blancas muy cercanas entre sí que cubren toda la pantalla; inclusive si pasamos el selector de canales a uno inactivo veremos tales rayas. A ese conjunto de rayas se lo llama *trama*. Es importante destacar esto porque la falta de imagen pero presencia de trama nos permite afirmar que no hay señal de video pero sí hay barridos.

En resumen, tenemos tres indicios o efectos que pueden ser observados o captados en un tele-

CLASIFICACION GENERAL DE FALLAS EN LOS TELEVISORES

	SONIDO	TRAMA	IMAGEN	CAUSAS
1				FUENTE GENERAL DE ALIMENTACION
2				FUENTE A.T. SALIDA HORIZONTAL TUBO IMAGEN BARRIDOS
3				AMPLIF. VIDEO TUBO IMAGEN SINTONIZADOR F.I. VIDEO
4				DETECTOR DE VIDEO F.I. VIDEO SINTONIZADOR C.A.G. ANTENA
5				SECCION SONIDO F.I. VIDEO SINTONIZADOR
6				HAY DEFORMACIONES INESTABILIDADES O POBREZA. (VER SECCIONES en TABLA APARTE)

Fig. 168. - Tabla de clasificación general de fallas en los televisores. La sección sexta se detalla separadamente en la figura 169.

visor: el sonido, la trama y la imagen. Con ellas podemos encabezar un cuadro de identificación de secciones culpables de una falla.

Cuadro general de fallas

Sobre la base de lo dicho y usando el mismo método que empleamos para clasificar las fallas en los televisores valvulares en otro libro de esta misma colección, mostramos en la figura 168 un cuadro general de fallas de un televisor. No hace falta explicar mucho para interpretar el significado de cada hilera horizontal de casillas. Por ejemplo, la primer hilera nos dice que no hay sonido, no hay trama ni hay imagen; la última casilla nos informa que debemos comenzar por buscar la falla en la fuente general de alimentación. La segunda hilera acusa que hay sonido pero no trama ni imagen y entonces la falla puede estar en alguna de las secciones enumeradas en la cuarta casilla de la

DEFECTOS USUALES EN EL TELEVISOR
(comprendidos en el rubro Nº 6 de la figura 163)

SONIDO	VOLUMEN	Insuficiente
	CALIDAD	Tonalidad (excesivamente aguda o grave) Deformación Ruidos o zumbidos
TRAMA	POSICION	Inclinación Desplazamiento (arriba, abajo, derecha, izquierda)
	TAMAÑO	Excesivo (muy alto o muy ancho) Insuficiente (muy bajo o muy angosto)
	FORMA	Falta de esquinas Bordes cóncavos Bordes replegados (arriba, abajo, a los costados)
IMAGEN	ASPECTO	Forma, linealidad Foco, brillo, contraste, definición, nieve
	BARRAS	Negras, blancas, rayas, campanilleo.
	MANCHAS	Oscuras, claras, colas, doble borde, punto brillante.
	FANTASMAS	Positivos, negativos
	SINCRONISMO	Fase incorrecta Desplazamientos verticales Desgarramiento horizontal Torceduras permanentes Saltos frecuentes

Fig. 169.– Cuadro de defectos de un televisor que funciona, pero lo hace incorrectamente.

segunda fila. La tercera fila acusa la existencia de sonido y trama pero falta imagen, mientras que la cuarta fila nos dice que no hay sonido ni imagen pero hay trama. Y así siguiendo, en la quinta tenemos el caso de que hay trama e imagen pero no sonido y la sexta es cuando hay las tres cosas pero alguna o todas son incorrectas, como se especifica en la última casilla de esa sexta hilera.

De lo que antecede surge que las fallas enumeradas suscintamente en la sexta fila deben ser objeto de una segunda clasificación y es lo que vemos en la figura 169, donde volvemos a tener tres grandes títulos a la izquierda con los efectos ya conocidos: sonido, trama e imagen. Para cada uno de ellos se hace una subdivisión en la segunda columna y una aclaración sobre el tipo de falla en la tercera columna.

Si volvemos al cuadro general de la figura 168 es evidente que hemos orientado al lector en el mismo acerca de la sección culpable para las cinco primeras hileras pero en la figura 169 no es tan fácil dar tal orientación. Claro, si nos referi-

mos a las fallas en el sonido, resulta evidente que debemos acudir a la sección de audio. Si la falla está identificada en la trama se buscará en el yugo y los barridos, pero si se trata de una falla en la imagen hay posibilidades diversas. La mala forma o linealidad corresponde a los barridos y seguidamente ya fue advertida en la trama. Los inconvenientes en el foco o el brillo están originados en la sección del tubo de imagen, mientras que las restantes anomalías en el aspecto de la imagen son originadas en las secciones de R.F. o de video. Las barras y manchas pueden estar motivadas por anomalías en las secciones de R.F. o de video y a veces en las de los barridos. Los fantasmas son casi siempre problema de captación y las fallas de sincronismo tienen origen en la sección correspondiente.

Algunas orientaciones sobre fallas

Daremos ahora algunas orientaciones sobre fallas frecuentes en los televisores transistorizados para facilitar al lector sus primeros pasos en este rubro, pues como se ha dicho la búsqueda de una falla o anomalía requiere una cantidad de tiempo, a veces bastante más que el que uno supone o quisiera, pero ese tiempo se irá reduciendo a medida que se coseche experiencia y es imposible enumerar todas las posibilidades que aparecen.

Comencemos a analizar algunas fallas en las secciones que presentamos en el gráfico de la figura 167. En primer término tenemos el sintonizador y este es un dispositivo que muchos reparadores prefieren no tocar y lo llevan a talleres especializados en la reparación del mismo. La mayor parte de las fallas que acusa son mecánicas por desgaste de los contactos móviles de la selectora y es fácil imaginar que al quitarle la cubierta puede observarse si necesita una limpieza o si hay desgaste del baño de los contactos. Para dar una idea del problema diremos que existen libros enteros dedicados a este tema.

La sección que sigue es el amplificador de F.I. de video y tomemos la misma de cualquiera de los circuitos comerciales existentes. Así tenemos el esquema de la figura 170. Si hay falla en esta sección puede comprobarse muy rápido si se usa el sintonizador como seguidor de señal, en la forma como lo hemos marcado en la figura. Se trata de desconectar el cable que va del sintonizador al amplificador de F.I., colocarle un capacitor de 220 picofarad en serie, en el extremo suelto, y tocar con la punta viva libre primero en la base del último transistor de F.I., luego en la base del penúltimo y luego en la del primero, o sea siguiendo el orden T_3, T_2 y finalmente T_1. Se sintoniza un canal activo, el de mejor señal, y se observa la pantalla; al tocar en T_3 debemos ver una imagen débil, en T_2 la imagen ya debe tener contraste apreciable y en T_1 debe ser normal. Cabe advertir que si en T_3 no tenemos nada de imagen debe haber una falla desde la base de T_3 hasta el detector de video, si aparece en T_3 y no en T_2 este último es el fallado y si la tenemos en T_2 y no en T_3 es éste el que tiene falla.

Para probar los transistores se procede como

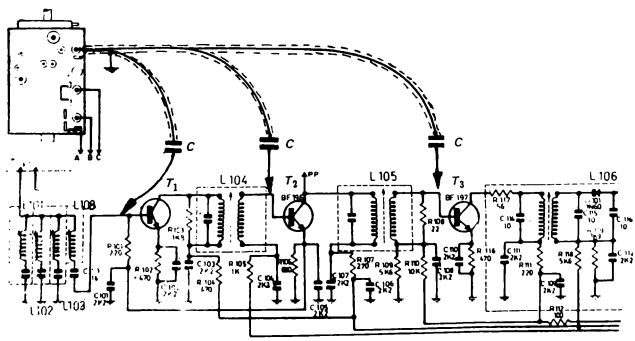


Fig. 170.- Forma de comprobar el canal de F.I. de video mediante el sintonizador.

indicaremos más adelante pero anticipamosque la tensión entre base y emisor debe ser de 0,3 V. en transistores de germanio y 0,7 V. en los de silicio. Si hay más que esa cifra el transistor está abierto y si hay menos está en corto.

La sección que sigue en la figura 167 es el amplificador de video, la que es compleja pues además de suministrar la tensión de video al cátodo del tubo de imagen, nos da la portadora de 4,5 MHz para el canal de sonido, nos suministra la tensión del C.A.G. y los pulsos de sincronismo para los barridos.

Comencemos por el sistema de C.A.G. y supongamos que se trata del tipo gatillado como se usa en la mayoría de los televisores modernos. Si tenemos imagen ruidosa, la falla está en el transistor del gatillado, una imagen saturada puede deberse a que faltan los pulsos que se toman del fly-back para el sistema y una falta de ganancia puede indicar una tensión de control excesiva. Si se verifican estos puntos se encontrará el componente culpable.

La toma de sonido que se hace en el detector de video o en el seguidor emisivo se verifica con el canal de sonido. Si la trampa de 4,5 MHz está cortada aparece un granulado en la pantalla, lo mismo que si está descalibrada. Si la cortada es la bobina de toma no hay sonido y estamos en 5 de la figura 168.

En el amplificador de video propiamente dicho las fallas que se presentan afectan a la imagen y están enumeradas en los cuadros de las figuras 168 y 169. Para la revisión de la sección se tendrán en cuenta las indicaciones generales que daremos más adelante.

Para la revisión de las secciones de sincronismo y barridos es muy conveniente usar el osciloscopio si se dispone de los oscilogramas indicativos que debe haber en cada etapa de tales secciones. Caso contrario debe identificarse la sección según la guía de la figura 168 y proceder a la prueba de componentes en la forma como veremos más adelante.

En la sección del tubo de imagen se comprueba fácilmente si su filamento enciende, si el control de brillo actúa y si llega a un brillo máximo. La existencia de la A.T. se puede comprobar con una lamparita de neón asegurada con tela adhesiva a una varilla de lucite de unos 20 cm de largo y dejando sus terminales sin conexión; acercándola a los puntos de la fuente de A.T. en los que debe haber esa muy alta tensión, la lamparita dará luminiscencia.

La fuente de alimentación es muy fácil de comprobar ya que a su salida debe haber la tensión de alimentación general que marca el circuito. Caso contrario hay un electrolítico en malas condiciones, un diodo abierto o una falla importante en el sistema estabilizador que si es del tipo serie, podría ser el transistor estabilizador abierto. La prueba de elementos se hace en la forma como explicaremos para las demás secciones del televisor.

Y ha quedado para el final la sección de sonido que abarca dos partes: una antes del discriminador y otra después del mismo. La que está después del discriminador es un amplificador de audio convencional y seguramente el lector sabe revisarla por el simple método de rastreo con señal que se aplica a cada etapa comenzando por la final y retrocediendo hasta la primera. La señal de prueba puede ser la que entrega un generador de audio o simplemente un zumbido tomado de la fuente de alimentación a través de un capacitor. Localizada la etapa defectuosa se procede a la prueba individual de sus componentes.

Si la falla está antes del discriminador puede emplearse exitosamente un seguimiento de señal usando un generador. Se emplea una frecuencia de 4,5 MHz y si hacemos pequeños movimientos de la perilla de frecuencia hacia ambos lados le provocamos modulación de frecuencia que debe ser audible en parlante o por lo menos producir desplazamientos del cono.

Verificación de componentes

La mayor parte de los componentes de un televisor puede ser probada con el multímetro siguiendo las instrucciones que daremos, pues hay que guardar ciertas precauciones para no falsear el resultado de la comprobación. En una primera descripción nos ocuparemos de los componentes comunes o simples, como son los resistores, capacitores y bobinas y en una segunda parte trataremos los diodos y transistores que requieren una técnica más prolija.

Para comprobar el valor de un resistor si está conectado hay que desoldar uno de los extremos o terminales, pues si no procedemos así es fácil que la medición resulte afectada por el efecto de otros componentes conectados al resistor. Una vez soltado un terminal el óhmetro del multímetro nos dará en lectura directa el valor de resistencia. Para ello se probará primero con el alcance más alto y se irá rebajando el mismo hasta tener la lectura en la escala más baja posible, pues es mayor la precisión obtenida.

Para probar un capacitor de papel, cerámica o mica se suelta uno de sus extremos y se aplica al óhmetro de escala alta a ambos extremos. Al principio la aguja indicará un valor bajo que inmediatamente irá subiendo hasta estabilizarse en un

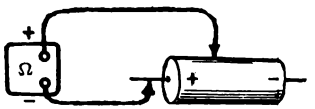


Fig. 171.– Los capacitores electrolíticos se prueban con el óhmetro pero cuidando la polaridad.

valor infinito. Eso indica capacitor bueno, pues si la aguja no se mueve nada es probable que el terminal esté cortado dentro del capacitor y si indica cero o un valor muy bajo está en corto.

Los capacitores electrolíticos requieren una precaución adicional que se indica en la figura 171. Como son polarizados, para la prueba hay que aplicar el polo positivo de la batería interna del óhmetro al positivo del capacitor y eso se consigue si usamos como polo positivo la punta negra o borne (–) del óhmetro. La punta roja o borne (+) va al polo negativo del capacitor. Como con los restantes componentes mencionados, hay que liberar uno de los terminales antes de hacer la comprobación. Si el capacitor está bueno, en el instante inicial la aguja marca un valor bajo e inmediatamente la misma se desplaza hacia valores mayores. Si no hace ese movimiento el capacitor está malo.

Otra verificación de componentes simples es la prueba de bobinas y transformadores, los cuales pueden tener bobinados cortados o a masa. No se piense que por el hecho de que las plaquetas impresas sean de material aislante no se puede producir el contacto a masa, pues muchos transformadores tienen blindaje metálico y el bobinado o sus terminales pueden tocar ese blindaje y hacer masa.

La figura 172 muestra la prueba de bobinados de R.F., F.I. u otros que tienen núcleos de aglomerado ferroso. Hay que desoldar sus terminales y aplicar el óhmetro en cada bobinado de dos maneras distintas: una entre extremos del bobinado y otra entre un extremo y masa. En la primera medición debemos obtener un valor bajo de resistencia pero no nulo y en la segunda un valor infinito.

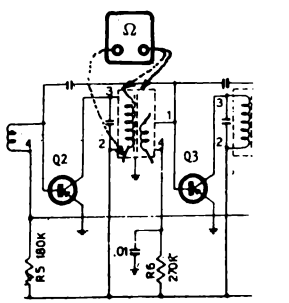


Fig. 172.– Verificación de bobinas o transformadores de alta frecuencia con el óhmetro.

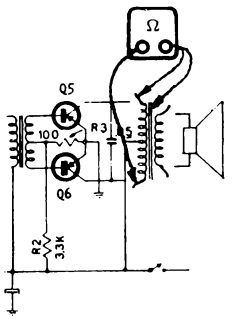


Fig. 173.– Verificación de transformadores de baja frecuencia mediante el óhmetro.

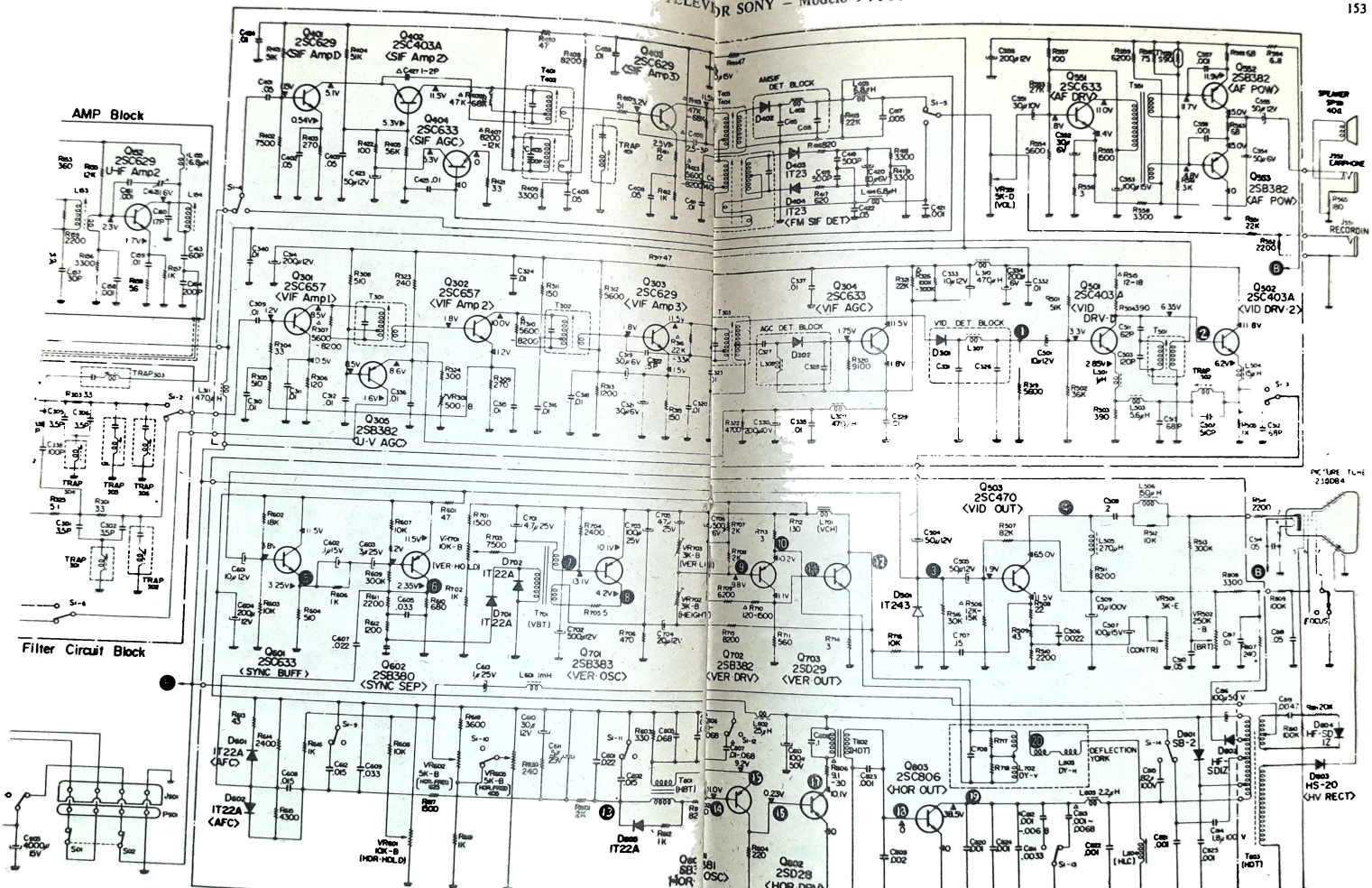
En la figura 173 se indica la misma verificación para transformadores con núcleo laminado, como sería el del parlante, el de la fuente de alimentación, el del oscilador vertical, etc. Se desueldan los terminales de todos los bobinados y se hacen las mismas mediciones que en la figura anterior.

Es de notar que en estas mediciones no aparece indicada una falla que no es rara en los televisores y es la de que parte del bobinado esté en corto parcial. La manera de saber ésto es conocer la resistencia de los bobinados por comparación con transformadores iguales que estén en buen estado. Cualquier diferencia en el valor que acuse el que tenemos en prueba nos indicaría corto parcial.

Prueba de diodos

Para probar el estado de los diodos que encon-

CIRCUITO No 8 – TELEVISOR SONY – Modelo 9-90UB



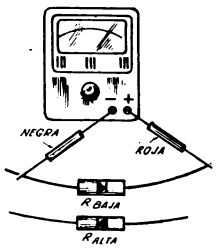


Fig. 174.- Forma de probar diodos con el óhmetro de un multímetro.

tramos en los equipos transistorizados puede usarse el multímetro en su función óhmetro y seguir las indicaciones de la figura 174. Tomemos primero el caso de los diodos de germanio usados como detectores o en circuitos de retardo del C.A.G. y otros. Para ello se toca primero el cátodo con la punta roja y el ánodo con la negra, obteniéndose lectura de baja resistencia. Ello se debe a que, como dijimos antes, la batería interna del multímetro tiene su positivo hacia el borne negro de salida y entonces al aplicar el positivo al ánodo (punta negra = positivo interno) y el negativo al cátodo (punta roja = negativo interno) pasa corriente por el diodo y ello implica buena continuidad o sea baja resistencia. La escala conveniente es la de los miles de Ohms que en algunos casos está marcada como R X 1000. La lectura resultante es del orden de unos 100 hasta no más de 500 Ohms. En la segunda prueba invertimos el diodo y tocamos el ánodo con la punta roja y el cátodo con la negra; en este caso al aplicar el positivo interno (punta negra) al cátodo el diodo no conduce y leeremos en la escala una resistencia muy alta, del orden de los Megohms. Si leemos un valor bajo el diodo está en malas condiciones.

Los diodos de silicio o silicones que se emplean en las fuentes de alimentación en los barridos, etc. de televisores transistorizados se prueban de la misma manera, pero se deben usar escalas un poco más bajas de resistencia, como la de R X 100. En este caso se obtienen lecturas del mismo orden que las dadas para los diodos de germanio y se interpretan idénticamente los resultados de la comprobación.

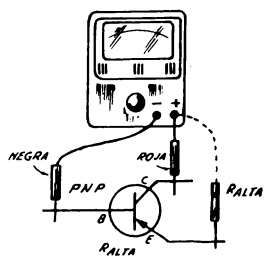


Fig. 175.- Prueba de transistores PNP con el múltímetro, obteniéndose resistencias altas.

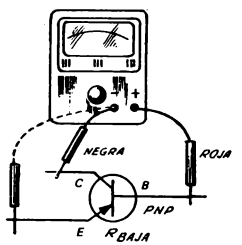


Fig. 176.- Obtención de lecturas de resistencia baja con el óhmetro en transistores PNP.

Prueba de transistores

Un transistor puede probarse en circuito midiendo la corriente de sus electrodos con el multímetro en función de miliamperímetro y confrontando las lecturas con las dadas en las tablas de fábrica, pero hay que admitir que una corriente incorrecta puede deberse a una polarización inadecuada, a un estado de saturación o a otras causas. También puede probarse el estado del transistor para tener una idea de si está deteriorado y para ello deben desconectarse sus terminales y proceder de la manera como se indica a continuación.

En términos generales, un transistor PNP puede probarse en la forma que muestra la figura 175 para tener indicación de alta resistencia en el óhmetro. Se toca con la punta negra la base y con la roja primero el emisor y luego el colector resultando en ambos casos lectura de alta resistencia, del orden de varios Megohms. Luego procedemos

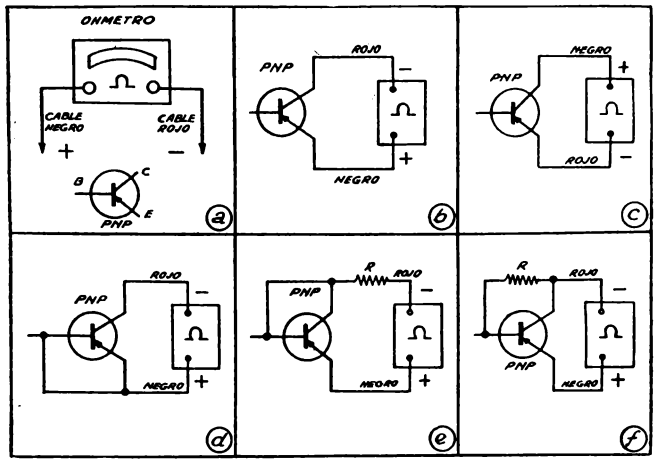


Fig. 177.– Esquema básico para probar transistores con el óhmetro de un multímetro. Los cuadros son válidos para transistores PNP y cuando se trata de los NPN deben invertirse las polaridades del óhmetro o las del cuadro adjunto.

como indica la figura 176 y tocamos con la punta roja la base y con la negra el colector y después el emisor, obteniéndose en ambos casos lecturas de baja resistencia, del orden de los centenares de Ohms.

Para transistores NPN el procedimiento es el mismo pero invertimos la polaridad o sea que con la conexión de puntas de la figura 175 obtenemos bajas resistencias y con la de la figura 176 obtenemos altas resistencias.

Es evidente que las indicaciones son poco precisas y para dar al lector idea de las cifras se

PRUEBA DE TRANSISTORES PNP CON EL OHMETRO

Prueba No	*Figura de referencia*	*Polaridad en electrodo*			*Lectura en el óhmetro (Ω) para transistores de*		
		B	*C*	*E*	*Baja Potencia*	*Media Potencia*	*Alta Potencia*
1	a	+	−	no	50 K	50 K	30 K
2	a	−	+	no	120	80	50
3	a	−	no	+	140	80	50
4	a	+	no	−	50 K	50 K	50 K
5	b	no	−	+	6 K	2 K	100
6	c	no	+	−	50 K	20 K	5 K
7	d	+	−	+	50 K	20 K	5 K
8	e	−	−	+	100	50	7
9	f	−	−	+	2 K	200	10

(Para transistores NPN deben invertirse todas las polaridades)

ha confeccionado el cuadro de mediciones de la figura 177 que es válido para transistores PNP, tal como se indica en la casilla (a). Para transistores NPN debemos invertir las polaridades indicadas en todo el cuadro, o sea que donde dice (+) leeremos (−) y donde dice (−) leeremos (+). En cada casilla se indican los electrodos del transistor que deben tocarse y la polaridad de las puntas de prueba, entendiéndose que (−) corresponde a la punta roja y (+) a la negra, segun sabemos, por el detalle de la polaridad interna del óhmetro que es inversa de la que corresponde a los colores convencionales.

Con los resultados que deben obtenerse siguiendo las indicaciones de la figura 177 se ha confeccionado un cuadro que aparece en la tabla adjunta, donde en 9 pruebas referidas a las seis variaciones de conexiones indicadas en la figura, se obtienen valores de resistencia en el óhmetro que se dan en las tres últimas columnas de la tabla. Al pie de la misma se aclara que para transistores NPN deben invertirse todas las polaridades, tal como se dijo anteriormente.

INDICE GENERAL

	Pág.
Día 1. – FUNCIONES DE LOS TRANSISTORES EN TV	5
El transistor amplificando	6
Amplificación de potencia	7
Amplificación de R.F.	8
Osciladores	10
Multivibradores	10
Bloqueo y saturación	11
Efecto de llave o compuerta	11
Transistores especiales	12
Diodos rectificadores	13
Día 2. – EL SINTONIZADOR TRANSISTORIZADO	15
Diagrama sintético	16
Frecuencias en juego	17
Etapa amplificadora de R.F.	17
El oscilador local y el mezclador	21
Amplificador con tetrodo MOS-FET	22
Oscilador con diodos Varicap	22
Día 3. – EL CANAL DE F.I. DE VIDEO	25
Análisis de la banda pasante	25
Frecuencias en juego	27
Análisis de circuitos	28
Acoplamiento de entrada	29
El detector de video	30
Día 4. – EL AMPLIFICADOR DE VIDEO	33
La señal de video	34
Comportamiento en frecuencias bajas	34
Comportamiento en frecuencias altas	34
Compensación de ganancia	35
La etapa a seguidor de emisor	35
Amplificador final de video	36
Control de contraste	37
Análisis de circuitos comerciales	38
Día 5. – EL CANAL DE SONIDO	43
La F.I. de 4,5 MHz resultante	44
El amplificador de F.I. de sonido	44
El limitador de amplitud	45
El demodulador de F.M.	47
El amplificador de audio	49
Circuitos comerciales	50
Día 6. – EL CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA	51
La tensión de control	52
C.A.G. por nivel de pulsos	52
Amplificador de C.A.G.	54
C.A.G. gatillado	54
C.A.G. retardado	55
Circuitos típicos de C.A.G.	58
Día 7. – SINCRONISMO DE LOS BARRIDOS. RUIDOS	61
Normas para las señales	61
Recortado de los pulsos	62
Separación de pulsos	63
Separadores típicos de sincronismo	65
Efecto de los ruidos	66
Supresores típicos de ruidos	67
Circuitos comerciales	68
Día 8. – EL BARRIDO VERTICAL	71
La onda diente de sierra	71
El oscilador a multivibrador	74
El oscilador de autobloqueo	75
Circuito completo de barrido	76
El integrador Miller	78
Corrección de linealidad	79
Corrección en S	79
Inclusión del tramo trapecial	80
Circuitos comerciales	81
Día 9. – EL BARRIDO HORIZONTAL	83
El oscilador de autobloqueo	83
Oscilador senoidal	85
La etapa de salida horizontal	86
Etapa de salida con diodo en paralelo	90
Etapa con diodo en serie	91
Etapas con diodos en serie y paralelo	91
Correcciones de linealidad	91
Transistores bipolares	92
Fuentes auxiliares del fly-back	92
Circuitos comerciales	93
Día 10. – EL CONTROL AUTOMATICO DE FASE (C.A.F.)	95
Comparador simétrico de fase	96

Pág.

Obtención de la diente de sierra 97
Circuitos prácticos 97
Comparador asimétrico de fase 98
Filtros reguladores 100
Acción sobre el oscilador horizontal 100
Circuitos comerciales 100

Día 11. – EL TUBO DE IMAGEN 103

El tubo con cuello de 20 mm. 103
Tubos de encendido rápido 106
Alimentación y polarizaciones en el tubo 107
Control de brillo 108
El borrado durante el retrazado 109
Extinción del punto brillante 111

Día 12. – LA FUENTE DE ALIMENTACION 113

Fuentes simples y duales 114
Filtro eléctrónico 114
Estabilización de la tensión 115
El comparador de tensiones 116
Estabilización parcial 117
Circuitos prácticos 118

Pág.

Día 13. – PLAQUETAS IMPRESAS Y CIRCUITOS INTEGRADOS 123

Las plaquetas impresas 124
Las plaquetas en televisores 125
Los circuitos integrados 125
Los C.I. en el canal de sonido 126
Los C.I. en el canal de video 128
Los C.I. en los circuitos de barrido 128
Los C.I. combiandos en TV 129
Conjuntos para armar televisores 130

Día 14. – CALIBRACION DEL TELEVISOR 138

Instrumental necesario 139
El generador con barrido y marcador 140
Canal de F.I. de video 141
El canal de sonido 142
Ajuste del C.A.G. 143
Los circuitos de barrido 144

Día 15. – REVISION DE TELEVISORES 145

Subdivisión en secciones 146
Cuadro general de fallas 147
Algunas orientaciones sobre fallas 149
Verificación de componentes 150
Prueba de diodos 151
Prueba de transistores 154

CIRCUITOS COMERCIALES

Circuito Nº 1: DELM modelo 17-20-24" 40
Circuito Nº 2: FAPESA modelo TV200 56
Circuito Nº 3: HITACHI modelo 17-20-24"..... 72
Circuito Nº 4: MOTOROLA modelo 63-E 0173... 88
Circuito Nº 5: NATIONAL modelo 415 104
Circuito Nº 6: NOBLEX modelo 23 NT14-15 ... 120
Circuito Nº 7: PHILCO modelo TVN71 136
Circuito Nº 8: SONY modelo 9-9OUB 152

Se terminó de imprimir en
Talleres Gráficos TALGRAF,
Potosí 4471, Buenos Aires,
en el mes de setiembre de 1985.

LA MAS MODERNA COLECCION DE LIBROS TECNICOS SIMPLIFICADOS AL ALCANCE DE TODOS

por CHRISTIAN GELLERT *con la dirección técnica del* ING. FRANCISCO L. SINGER

APRENDA ELECTRICIDAD EN 15 DIAS
Conocimientos básicos de la Electricidad para aprender Radio y Televisión.

APRENDA ELECTROTECNICA EN 15 DIAS
Una descripción práctica de aparatos, motores, generadores e instalaciones eléctricas.

APRENDA RADIO EN 15 DIAS
Este libro lo guiará en la teoría y el armado de un receptor modelo.

APRENDA SERVICE DE RADIO EN 15 DIAS
Paso a paso aprenderá a revisar, reparar y calibrar todos los radio-receptores.

APRENDA TELEVISION EN 15 DIAS
Describe un aparato de televisión al mismo tiempo que le enseña a construirlo.

APRENDA SERVICE DE TV EN 15 DIAS
Cuadros prácticos y una guía para todos los que se dedican a reparar televisores.

APRENDA TV-TRANSISTOR EN 15 DIAS
Explica la teoría y la práctica del televisor transistorizado.

APRENDA HI-FI Y ESTEREO EN 15 DIAS
Toda la amplificación del sonido con circuitos, tablas, gabinetes y ambientación.

APRENDA GRABADORES EN 15 DIAS
Teoría, funcionamiento, uso y reparaciones de los grabadores a cinta magnética.

APRENDA FM Y MULTIPLEX EN 15 DIAS
Para escuchar estereofonía por radio con la más alta fidelidad conocida.

APRENDA VALVULAS Y TUBOS EN 15 DIAS
Teoría, funcionamiento y reemplazos de las válvulas y tubos de imagen.

APRENDA TRANSISTORES EN 15 DIAS
Teoría y práctica de los semiconductores con circuitos y datos para el uso.

APRENDA SERVICE-TRANSISTOR EN 15 DIAS
Revisión y reparación de toda clase de equipos transistorizados.

APRENDA MOTORES EN 15 DIAS
Todos los motores a vapor, a explosión y diesel explicados en teoría y práctica.

APRENDA MATEMATICAS EN 15 DIAS
Para manejar números y letras, realizar cálculos y entender fórmulas técnicas.

APRENDA ELECTRONICA EN 15 DIAS
Modernas aplicaciones de esta ciencia en la industria, el automotor y la vivienda.

APRENDA INSTRUMENTAL EN 15 DIAS
Los aparatos más usados en Radio y TV con sus circuitos y explicaciones.

APRENDA TRANSMISION EN 15 DIAS
Para armar, ajustar y usar receptores y transmisores de aficionados.

APRENDA FISICA EN 15 DIAS
Todos los fenómenos que se operan en los cuerpos y leyes que los rigen.

APRENDA TV-COLOR EN 15 DIAS
Teoría, circuitos, armado, calibración y revisión de fallas de televisores de color sistema PAL-N. Adaptación de aparatos de otras normas.

Digitalizado sin fines de lucro
por Pato del Averno,
para su blog educativo
blogtecnicodidactico1.blogspot.com
en Buenos Aires, 2024,
con gratitud hacia los dueños,
autores, y editores originales,
y sus descendientes.